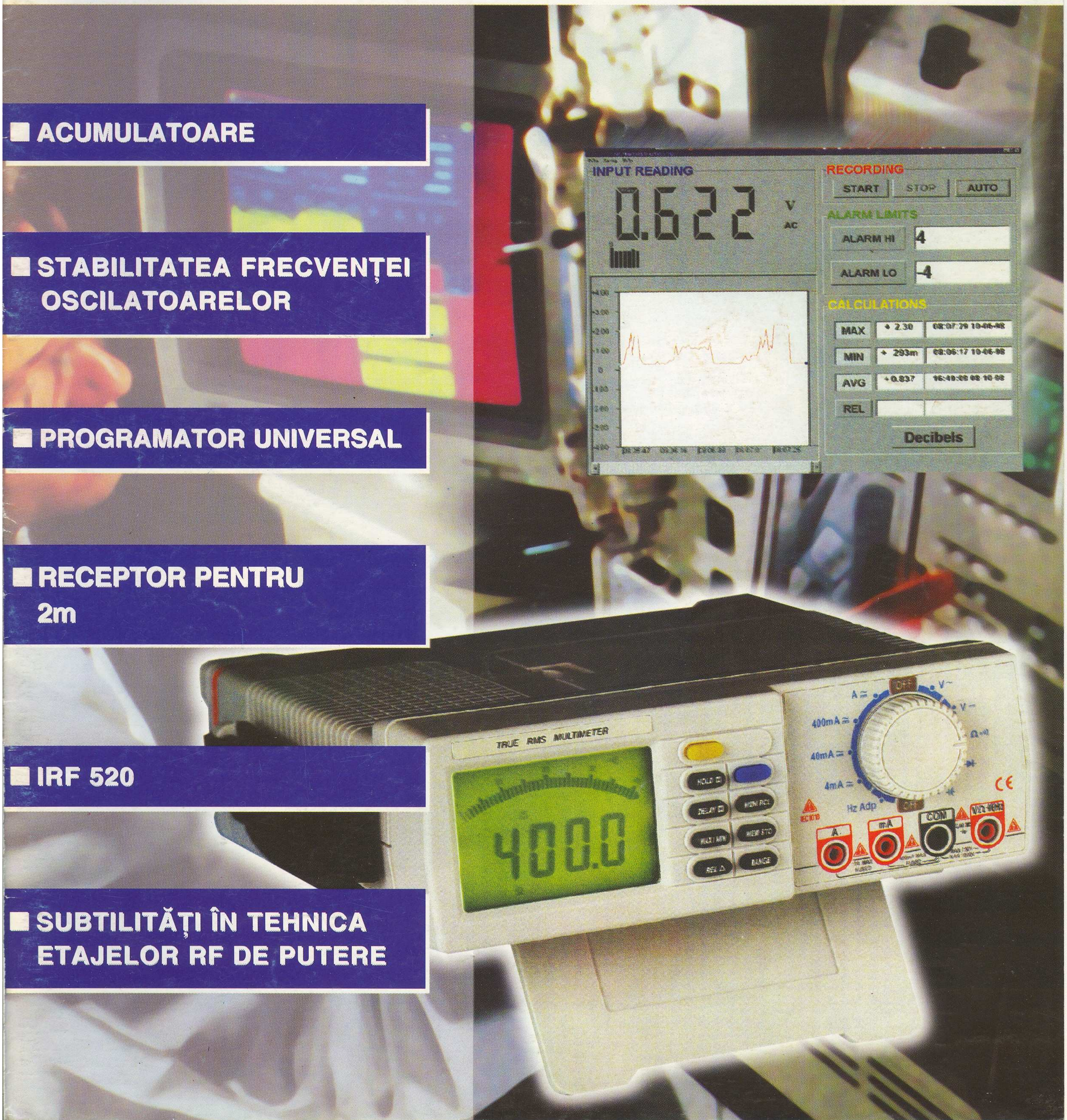
6 / 2001

conex club

ELECTRONICĂ PRACTICĂ PENTRU TOȚI

Preț: 19 500 lei

REVISTĂ LUNARĂ ● ANUL II - NR. 22



- ACUMULATOARE
- STABILITATEA FRECVENȚEI OSCILATOARELOR
- PROGRAMATOR UNIVERSAL
- RECEPTOR PENTRU 2m
- IRF 520
- SUBTILITĂȚI ÎN TEHNICA ETAJELOR RF DE PUTERE

PRODUSE NOI

GENȚI PENTRU SCULE



8PK-750S
Cod 2015
1 485 000 lei
320 x 230 x 160mm

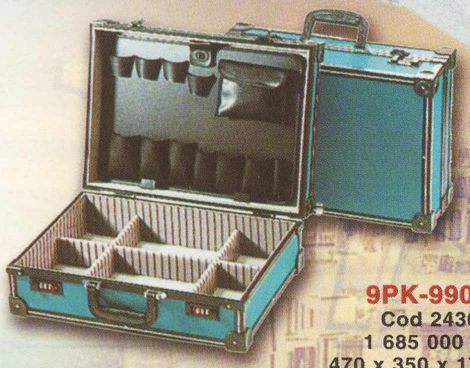
8PK-747
Cod 2288
1 345 000 lei
460 x 340 x 160mm



9PK-700
Cod 2498
1 395 000 lei
456 X 330 X 105mm



9PK-730
Cod 2306
1 395 000 lei
460 x 340 x 160mm



9PK-990E
Cod 2436
1 685 000 lei
470 x 350 x 170mm

1PK-122
• Pipetă cu vacuum pentru componente SMD
Cod 2463
695 000 lei





1PK-850S
Cod 2515
5 265 000 lei
435 x 310 x 140mm

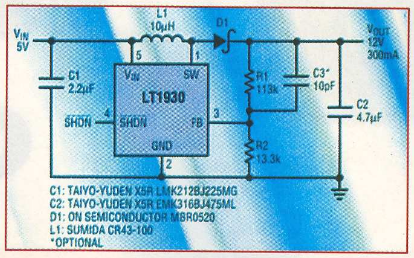
1PK-990
Cod 2526
10 700 000 lei
470 x 350 x 170mm



SUMAR

News News News News News

LT 1930



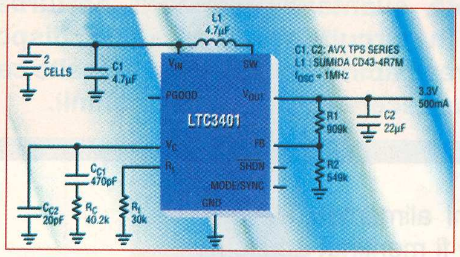
Circuitul este un convertor DC/DC în capsulă SOT-23 cu frecvență de comutație de 1,2MHz.

Circuitul LT1930 este compatibil cu circuitul LT1613 și poate funcționa cu tensiuni cuprinse între 2,6V și 16V.

Cu o tensiune de intrare de 5V se poate obține o tensiune de 12V și un curent de 300mA. Tensiunea de ieșire poate atinge 34V.

Linear Technology

LTC 3401



Circuitul este convertor DC/DC ce poate debita un curent de 500mA și o tensiune de 3,3V dacă este alimentat de la o baterie alcalină de numai 0,85V. Lucrând în regim de comutație la frecvențe foarte mari de la 300kHz la 3MHz obține un randament de 97%. Toate componentele, inclusiv inductanța L1 sunt în tehnologie SMD. Construit cu dimensiuni mici 6 x 12mm și 10 terminale are aplicații în receptoare GSP, telefoane mobile, pager și aparatură de măsură diversă.

Linear Technology

MOSFET pentru protecția termică în electronică auto

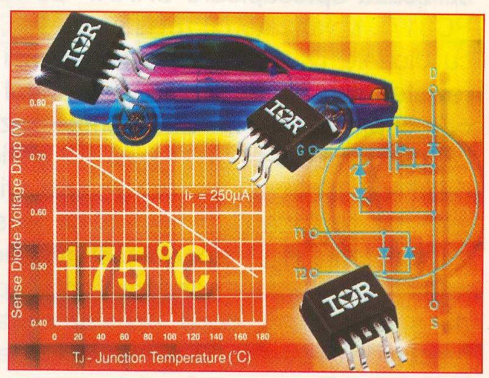
International Rectifier a anunțat lansarea primului tranzistor de putere MOSFET denumit TEMsense HEXFET, ce înglobează pe chip, în structura sa, diode - senzori de temperatură, proiectat a fi utilizat în echipamentele auto.

Tranzistorul în cauză, IRLBD59N04E suportă 40V între drenă și sursă, iar canalul (de tip N) prezintă o rezistență electrică de 20mΩ.

Senzorul de temperatură se compune din două diode montate în (anti)paralel izolate electric pe chip. Căderea de tensiune în direct pe diodă este de 0,4V la un curent de polarizare de 250μA atunci când MOSFET-ul este la o temperatură maxim admisă.

Tensiunea de pe aceste diode poate fi utilizată ca informație despre temperatură într-o buclă de reacție ce comută la blocare tranzistorul MOSFET la apariția unor defecte în sistem, cum ar fi o suprasarcină sau o temperatură excesivă.

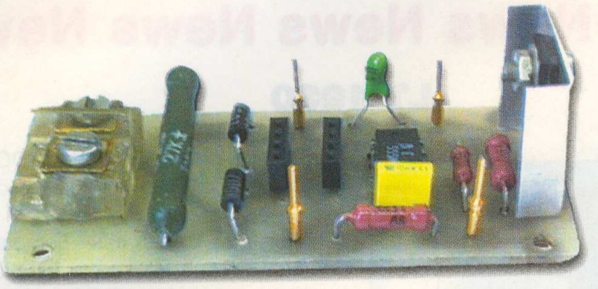
Adițional, un grup de diode Zener serie asigură protecția dispozitivului, în zona grilă-sursă, la descărcări electrostatice până la 2kV.



Tranzistorul este conceput a lucra cu semnale logice în sisteme cu microprocesor, putând fi utilizat în orice echipament electric din automobil ca element de comutație sau regulator de putere.

Caracteristici: V_{DSmax} la saturație = 40V, R_{DSon} la 10V = 18mΩ, iar la 5V = 200mΩ, I_D la 25°C = 59A, T_{jmax} = 175°C, Δv/°C 1,4mV/°C.

Aceste circuite fac parte din noutățile tehnologice și nu se comercializează deocamdată de conex electronic



Upgrade pentru kitul CNX 143

ing. Emil MATEI

Materialul prezentat se adresează celor care utilizează kitul CNX 143 (placa universala cu 8 triace), sau alte montaje similare pentru comutarea de sarcini rezistive prin intermediul triacelor sau a tiristoarelor. Utilizarea montajelor propuse prezintă avantajul eliminării perturbațiilor, a diminuării puterii disipate în circuitele de grilă ale dispozitivelor comandate, precum și creșterea fiablității elementelor folosite ca sarcină, ca efect a aplicării comenzii la trecerea prin zero a tensiunii.

Un triac care comută sarcini alimentate de la o rețea de curent alternativ poate fi menținut aprins nu numai prin menținerea permanentă a comenzii pe poartă, ci și prin aplicarea unor impulsuri de curent după fiecare trecere prin zero a valorii curentului anodic. Aceste impulsuri trebuie să dureze cel puțin până când curentul anodic depășește o valoare minimă, numită curent de menținere.

În cazul sarcinilor rezistive, tensiunea rețelei și curentul de sarcină sunt în fază, deci trec simultan prin zero. Astfel, impulsurile de aprindere pot fi sincronizate cu trecerea prin zero a tensiunii rețelei.

Circuitele propuse, proiectate și testate de autor, detectează trecerea prin zero a tensiunii rețelei, generând la ieșire impulsuri scurte de tensiune. Funcționarea lor se bazează pe folosirea optocuploarelor care pot furniza la ieșire astfel de impulsuri dacă sunt polarizate corespunzător.

Atât circuitul din *figura 1*, cât și cel din *figura 3* utilizează optocuploare SHARP de tipul PC827 (2 x PC817), polarizate cu rezistențele R_1, R_2 și protejate cu diodele D_1, D_2. Tensiunea rețelei se aplică prin rezistența R_1 care limitează curentul prin LED-urile optocuploarelor. În alternanța pozitivă, curentul circulă prin LED-ul dintre pinii 1-2 și dioda D_2 care se deschide, iar în alternanța negativă prin LED-ul dintre pinii 3-4 și dioda D_1. Impulsul de tensiune se obține pe rezistența R_2. Valoarea instantanee a tensiunii de rețea la care are loc conducția optocuplorului depinde de valorile celor două rezistențe care se aleg în funcție de durata dorită a impulsului de ieșire. Alegera rezistenței R_1 va avea în vedere parametrii de catalog ai optocuplorului utilizat, fiind de preferat un curent cât



mai mic (deci rezistență mare) pentru diminuarea efectului de îmbătrânire.

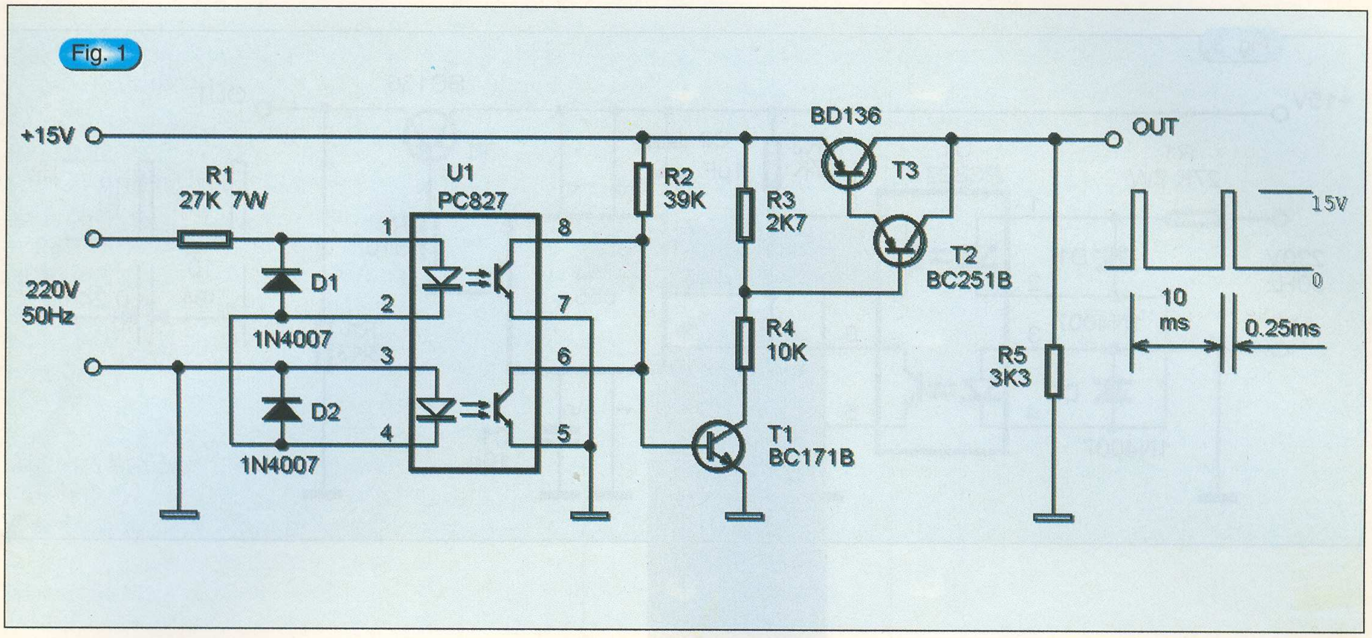
Pentru compatibilitatea cu modulul CNX143, una din bornele rețelei de 220V se leagă la masa sursei de 15V. Dacă montajul se folosește în alte scopuri, această conexiune poate să lipsească, având în acest caz și o separare galvanică față de rețea.

Pentru mărirea capabilității în curent a impulsului de ieșire, montajul din *figura 1* utilizează amplificarea cu tranzistoare, având loc totodată și formarea unor fronturi bune, deci formă de undă adecvată pentru comanda triacelor. Amplitudinea acestor impulsuri

Tabelul 1

R1	R2	Durată impuls
22K / 5W	47K	0,19ms
	27K	0,26ms
27K / 5W	47K	0,20ms
	27K	0,30ms
35K / 5W	47K	0,28ms
	27K	0,38ms

Fig. 1



este suficientă și în cazul cel mai defavorabil, când toate cele 8 triace ale modulului CNX143 se comandă simultan. În ce privește durata impulsului, aceasta este cu atât mai mare cu cât rezistența R_1 este mai mare (cu R_2 constant) și scade la mărirea lui R_2 (cu R_1 constant).

În *tabelul 1* se prezintă câteva valori experimentale, obținute cu optocuploare PC817 (PC827, PC847). Rezistența R_5 de la ieșire constituie o presarcină care permite funcționarea corectă și în absența comenzii pe porțile triacelor precum și o polarizare corectă a grupului T_1, T_2. Aceste tranzistoare se pot înlocui opțional cu un exemplar Darlington.

Montajul s-a experimentat și cu alte tipuri de optocuploare, cu rezultate asemănătoare. De exemplu, cu optocuploare de tip 4N25 (cu bazele fototranzistoarelor în gol), la aceleași valori pentru R_1 și R_2, lățimea impulsului este mai mare. Astfel, pentru R1 = 22k și R_2 = 47k, durata impulsului crește la 0,28ms.

Placa de circuit imprimat pentu versiunea din *figura 1* este prezentată în *figura 2*, vederea fiind dinspre componente (cablajul văzut prin transparență) și are dimensiunile 77,5 x 35mm, una din dimensiuni fiind egală cu lățimea plăcii utilizate de kitul CNX143, iar bornele terminale sunt amplasate pentru o conectare cât mai facilă cu kitul menționat. Pentru optocuplor s-a montat un soclu, astfel că se pot monta oricare din tipurile PC817(2 buc.), PC827(1 buc.), PC847(numai 8 din cei 16 pini). Tranzistorul T_3 s-a montat pe radiator, deși acest lucru nu este neapărat necesar având în vedere factorul de umplere al impulsurilor utilizat care conduce la o putere disipată redusă. Radiatorul devine util în cazurile unor defecțiuni care ar provoca o conducție permanentă a tranzistorului.

În versiunea prezentată în *figura 3*, impulsurile obținute după optocuplor se aplică unui trigger Schmitt. S-a optat pentru circuitul integrat 555 într-o astfel de configurație, datorită avantajelor pe care le oferă: furnizarea unui curent mare la ieșire și o bună imunitate la zgomot . Pentru această versiune, placa de circuit imprimat este cea din *figura 4* și are aceleași dimensiuni și aceeași amplasare a bornelor terminale ca și în versiunea anterioară.

Pentru testare, tensiunea de 220V se ia dintr-un transformator de separare, absolut necesar pentru protecția operatorului.

Interconectarea cu modulul CNX143 se vede în *figura 5*. La borna notată cu +12V de pe placa CNX143 nu se mai aplică tensiunea de 12V ci ieșirea de impulsuri a modulului auxiliar pentru care s-a optat (*figura 1* sau *figura 3*). Borna caldă de 220V este comună modulelor, iar conexiunea de masă va fi unică, evitându-se buclele.

Pentru conectarea cu alte montaje se vor avea în vedere parametrii triacelor sau tiristoarelor folosite, preferându-se impulsuri cât mai scurte, dar suficient de lungi pentru comanda sigură prin depășirea curentului de menținere din circuitul anodic.

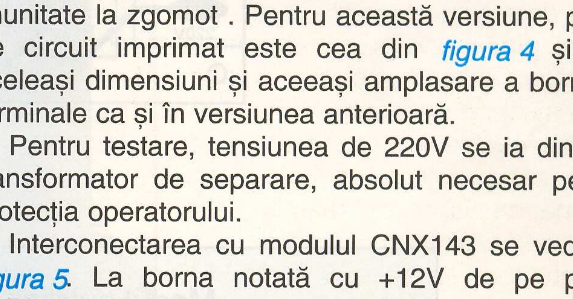


Fig. 2

Fig. 3

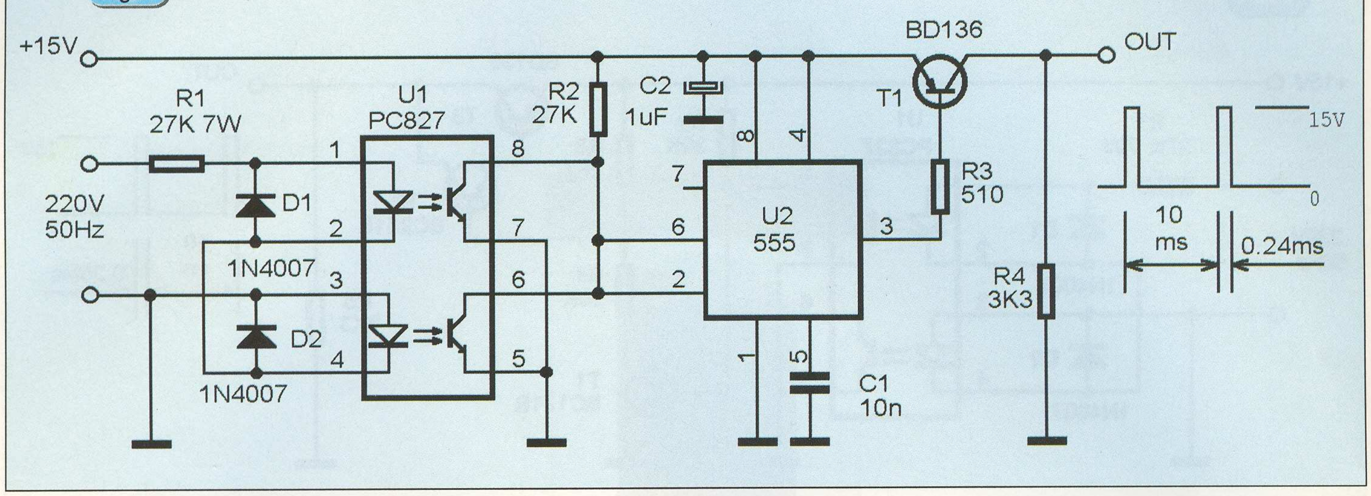


Fig. 4

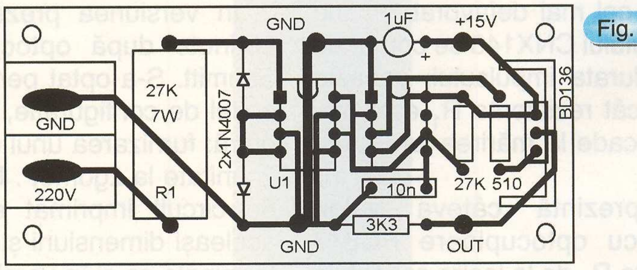
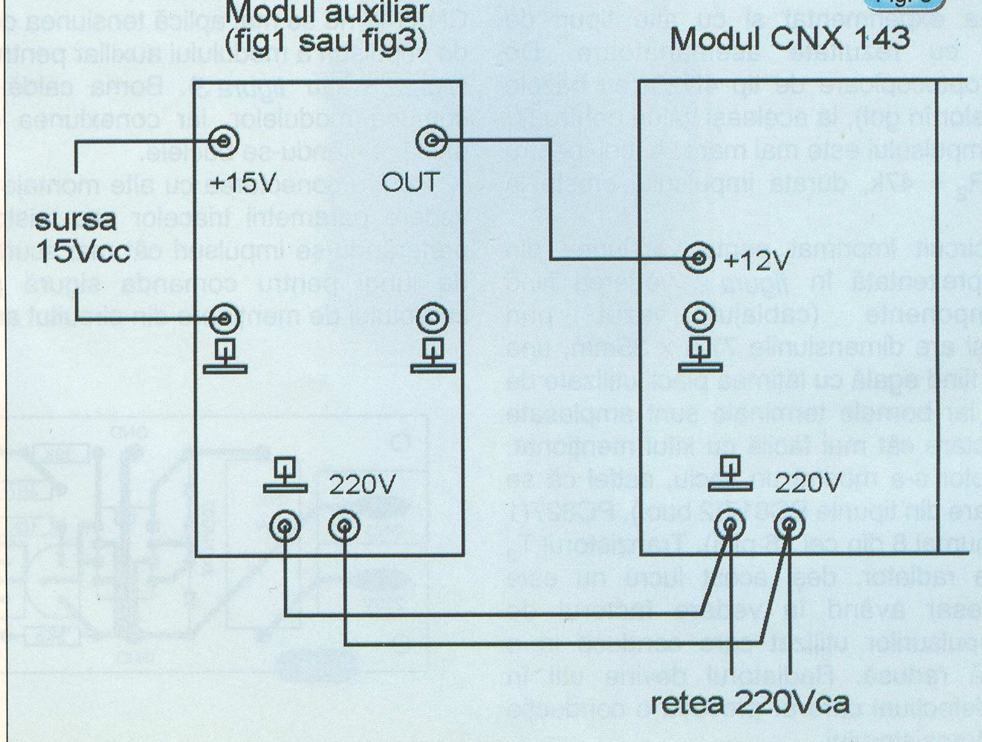


Fig. 5



Acumulatoare

Caracteristici și modalități de încărcare eficientă



Telefonia mobilă, calculatoarele personale, echipamentele de radiocomunicații și o multitudine de alte aparate electronice beneficiază de energia electrică furnizată de către acumulatoarele miniatură. Acestea au un avantaj important față de elementele galvanice primare: posibilitatea reîncărcării și deci a reutilizării. Costurile inițiale mai ridicate sunt amortizate în timp. Din păcate, necunoașterea sau ignorarea unor caracteristici ale acestor acumulatoare ne conduce la o utilizare mai puțin rațională a lor. În cele ce urmează vom încerca să prezentăm câteva din particularitățile acumulatoarelor mai des utilizate și câteva scheme pentru încărcarea lor.

ing. Ștefan Laurențiu

De bază este elementul acumulator - o mică uzină chimică închisă etanș, element mai nou dotat și cu circuite electronice de asistare a încărcării sau de monitorizare a capacității disponibile. Spre deosebire de elementele galvanice primare, care nu se pot reîncărca, acumulatoarele, denumite și elemente secundare, pot fi încărcate de mai multe ori. Mai multe elemente acumulatoare, conectate de obicei în serie, formează o baterie de acumulatoare, denumită pe scurt acumulator. Numărul celulelor înseriate depinde de valoarea dorită a tensiunii bateriei și de tehnologia de realizare a elementelor acumulatoare. În funcție de acești parametri tensiunea nominală și caracteristicile de încărcare - descărcare diferă. Mai des întâlnite sunt acumulatoarele cu plumb (cum sunt cele de la autovehicule sau cele etanșe, *maintenance-free*, cu gel) , cu nichel-cadmiu (Ni-Cd), cu nichel-hidrură metalică (Ni-MH), cu litiu (Li-Ion). Fiecare tip de acumulator are avantajele și dezavantajele sale: cele cu Cd-Ni au probleme cu autodescărcarea și efectul de memorie, nu sunt ecologice - cadmiul fiind foarte toxic, cele cu Ni-MH, utilizând metale rare sunt mai greu de fabricat și suportă mai greu supracreșterea de temperatură care apare în element în urma unei încărcari excesive (acest regim diminuând drastic durata de viață a acumulatorului), cele cu litiu sunt foarte greu de încărcat - practic, fără încărcătoare specializate, care să asigure un control strict al parametrilor de încărcare, Li-Ion nu ar exista pe piața de bunuri de larg consum (aceste acumulatoare pot exploda violent în cursul unei încărcări necontrolate). Totuși la cele mai noi modele aceste dezavantaje s-au mai atenuat prin îmbunătățirea tehnologiei de fabricație. Sub aspect ecologic nici unul dintre acumulatoare nu este complet lipsit de riscuri. Deși se insistă mai mult pe poluarea produsă de acumulatoarele cu Ni-Cd, nici cele cu Ni-MH nu sunt foarte sigure, iar litiul, fiind un metal deosebit de activ, poate avea, pe termen lung, influențe nedorite asupra mediului înconjurător. Poate că dacă s-ar atinge și pentru aceste acumulatoare un nivel de reciclare similar cu cel de la acumulatoarele cu plumb pentru automobile (cca. 95%) impactul asupra mediului ar fi mult redus.

Tabelul 1

Tehnologie	Tensiunea pe element [V]
Plumb-acid	2,2
Nichel-cadmiu	1,2
Nichel-hidrură	1,23
Litiu-ion	4,2

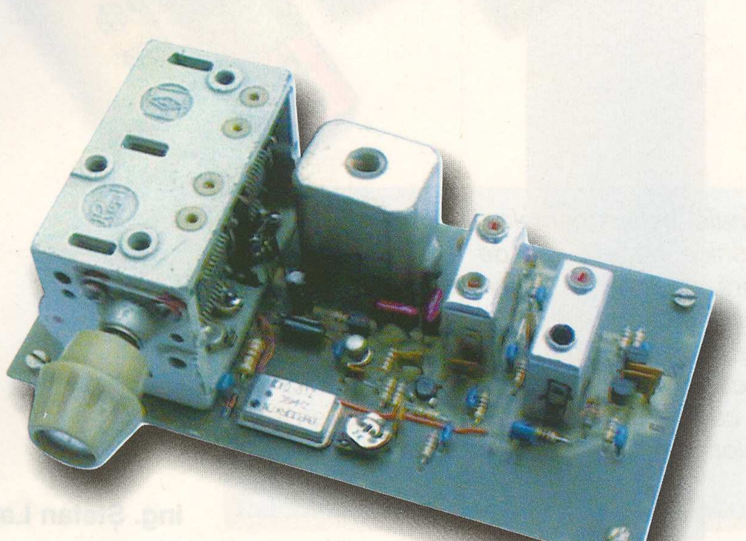
Tensiunile pe element pentru diferite tipuri de tehnologii de realizare a acumulatoarelor.

În *tabelul 1* se dau orientativ câteva valori pentru tensiunile nominale pe element, în funcție de tehnologia de realizare a acumulatorului. În funcție de varianta specifică de realizare, aceste tensiuni pot avea mici variații.

Capacitatea, notată C, a unui acumulator este exprimată în amperi-oră (Ah) și exprimă numărul de ore în care acumulatorul furnizează curentul specificat sarcinii, până la atingerea pe element a unei tensiuni corespunzătoare acumulatorului descărcat. În practică se utilizează multiplii și submultiplii lui C. Astfel C_5 este capacitatea unui acumulator

Continuare în pagina 32

Stabilitatea frecvenței oscilatoarelor



ing. I. Szatmary
YO3IMS

Urmare din numărul precedent

Pentru a clarifica metoda de stabilire a coeficientului de temperatură al frecvenței oscilatorului și în final compensarea derivei frecvenței vom lua un exemplu de oscilator cu frecvența variabilă (VFO) de tip Clapp pe frecvența de 5MHz acordabil între 5...5,5MHz. Schema electrică a oscilatorului este prezentată în *figura 3*.

Schema echivalentă a circuitului oscilant este dată în *figura 4*.

Capacitatea echivalentă de acord a circuitului oscilant este dată de formula:

$$C = \frac{C_e C_4 C_5}{C_e C_4 + C_e C_5 + C_4 C_5} \quad (13)$$

Dacă alegem C_3 = 15...50pF, C_2 = 20pF și C_1 = 100pF, rezultă: C_{min} = 100pF și C_{max} = 130pF.

Se verifică acoperirea benzii de la 5MHz la 5,5MHz

$$k = \frac{f_{max}}{f_{min}} = 1,1 \quad \text{apoi} \quad k = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}} = 1,14$$

prin urmare se acoperă banda necesară.

Inductanța bobinei se calculează cu formula:

$$L\,(\mu H) = \frac{25^{333}}{f^2(MHz)\cdot C(pF)} = 10,1\mu H \quad (14)$$

Pentru compensarea termică a oscilatorului vom proceda în modul următor:

a) Vom acționa asupra lui C_1 = 100pF, deoarece asupra C_3 - variabil nu se poate acționa. Pentru măsurarea coeficientului de temperatură al frecvenței, evaluând pe L, C_2, C_3, C_4, C_5 și tranzistor, facem pentru C_1 un condensator cu coeficientul de temperatură egal cu zero, $\beta_{C1} = 0$. Acest lucru se face combinând condensatoare cu β prozitiv și β negativ.

Când se conectează două condensatoare C_1 și C_2 cu coeficienții β_1 și β_2 în serie, rezultă un coeficient echivalent de temperatură dat de formula:

$$\beta_s = \frac{\beta_2 C_1 + \beta_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (15)$$

iar la legarea în paralel:

$$\beta_p = \frac{\beta_1 C_1 + \beta_2 C_2}{C_1 + C_2} \quad (16)$$

Pentru a obține o capacitate C_3 = 100pF cu β = 0, vom lega în serie un condensator de 200pF cu β_1 = +30ppm/grad cu un condensator de 200pF cu β_2 = -33ppm/grad (cu marcaj maro sau D).

Rezultă un condensator de 100pF cu

$$\beta_s = \frac{-33 \cdot 200 + 30 \cdot 200}{400} = \frac{-600}{400} = -1{,}5ppm/grad$$, deci

aproape de zero, adică compensat termic.

Vom monta acest grup în poziția corespunzătoare lui C_1.

Introducem montajul oscilatorului în cutia termică. Citim frecvența inițială pe care acordăm la începutul gamei f = 5MHz. Aprindem becul (din cutie) și așteptăm o creștere a temperaturii de 10°C. Încălzirea trebuie făcută suficient de lent pentru ca să fie învinsă inerția termică a componentelor oscilatorului. La creștera cu 10°C a temperaturii citim frecvența oscilatorului. Să presupunem că frecvența a devenit 4,998MHz, adică o scădere cu 2kHz pe 10°C. Pentru 1°C, împărțim 2000Hz:10 = 200Hz. Coeficientul de temperatură al frecvenței se calculează cu formula:

$$\beta_f = \left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 - 1ppm/grad \qquad (17)$$

În cazul analizat:

$$\beta_f = \left(\frac{5}{4{,}9998}\right)^2 - 1 = -80 \cdot 10^{-6}/grad$$

sau -80ppm/grad.

Având în vedere că influența capacității C_1 este în raport cu $(C_1 + C_2 + C_3)/C_1$, coeficientul de temperatură real - efectiv va fi:

$$\beta_{fe} = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_1} \cdot \beta_f \qquad (18)$$ sau

$$\beta_{fe} = \frac{100 + 20 + 50}{100} \cdot (-80 \cdot 10^{-6}) = -136ppm/grad$$

Prin urmare va trebui compensată acest coeficient efectiv al frecvenței. Este necesară modificarea coeficientului de temperatură a condensatorului C_1 - care este încă $\beta = 0$.

Deoarece frecvența a scăzut, capacitatea C_1 va trebui să se micșoreze odată cu creșterea temperaturii, deci coeficientul de temperatură trebuie să fie negativ și egal cu -136ppm/grad.

Deoarece nu găsim condensatoare normalizate cu -136ppm/grad. Vom "confecționa" condensatorul de 100pF din două condensatoare în paralel C_1' și C_1" cu coeficienți de temperatură diferiți. Valorile condensatoarelor C_1' și C_2' în funcție de coeficienții de temperatură β_1; β_2 și β_{fe} se calculează cu formulele:

$$C_1' = \frac{\beta_{fe} - \beta_2}{\beta_1 - \beta_2} \cdot C_1 \quad \text{și} \quad C_1'' = \frac{\beta_1 - \beta_{fe}}{\beta_1 - \beta_2} \cdot C_1$$

cu condiția că mereu trebuie să alegem pentru $\beta_{fc} > \beta_f$, pentru a se realiza compensarea. Alegem: β_1 = +30 (condensator multistrat) β_2 = -150 (marcat portocaliu sau G) și aflăm:

$$C_1' = \frac{-136 - (-150)}{30 - (-150)} \cdot 100 = 7{,}7pF$$

$$C_1'' = \frac{30 - (-136)}{30 - (-150)} \; 100 = 92{,}2pF$$

Deci C_1' = 7,8pF cu β_1 = +30ppm/grad

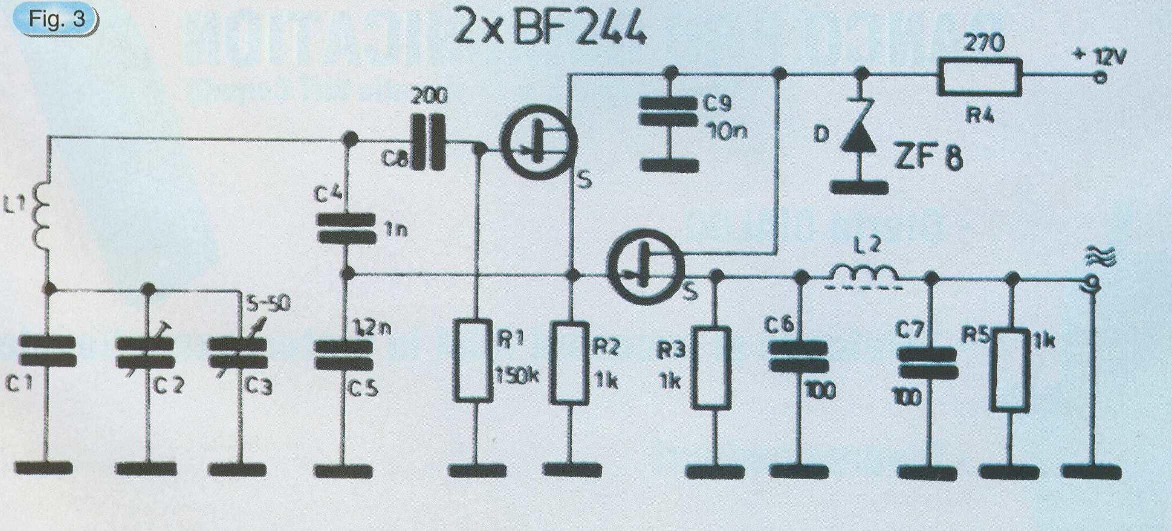
C_1" = 92,2pF cu β_2 = -150ppm/grad

care în paralel fac $C_1 = C_1' + C_1'' = 100pF$ și β = -136ppm/grad.

Deoarece valorile de 92,2pF și de 7,7pF nu sunt normalizate, vom lega în paralel două condensatoare de 45pF care fac 90pF cu β = -150ppm/grad conectând apoi 10pF în paralel cu β = +30ppm/grad.

Se înlocuiește C_1 cu β = 0 din oscilator cu capacitatea de compensare mai sus aflată.

Fig. 3



Schema electrică a VFO tip Clapp

Pentru verificare se recomandă refacerea măsurării frecvenței cu aceeași creștere de temperatură și la frecvența superioară a benzii.

Acest procedeu de compensare termică a variației frecvenei funcție de temperatură se poate aplica oricărui tip de oscilator LC.

Condensatoarele C_4 și C_5 sunt cu styroflex care au un coeficient de temperatură negativ, dar care au fost cuprinse în cadrul măsurătorii.

Tranzistorul al doilea montat ca repetor pe sursă asigură o impedanță mare pentru semnalul oscilatorului. Pentru îmbunătățirea purității spectrale și micșorarea zgomotului, la ieșirea din repetor s-a prevăzut un filtru trece jos format din L_2 și 2 condensatori de câte 100pF. Valoarea inductanței L_2 = 50μH, care se bobinează pe o carcasă cu ferită de ø4 x 10mm cu miez F_4 (din Fi-TV).

Amplasarea pieselor și cablajul imprimat este prezentat în *figura 5*.

Bibliografie

J. Groskowsky Generarea și stabilizarea oscilațiilor de înaltă frecvență
Ed. Tehnică

$$C_e = C_1 + C_2 + C_3$$
$$C_r = C_4 \parallel C_5 \parallel C_e$$

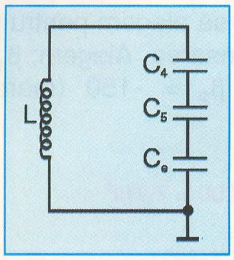


Fig. 4

Schema echivalentă a circuitului oscilant pentru oscilatorul Clapp

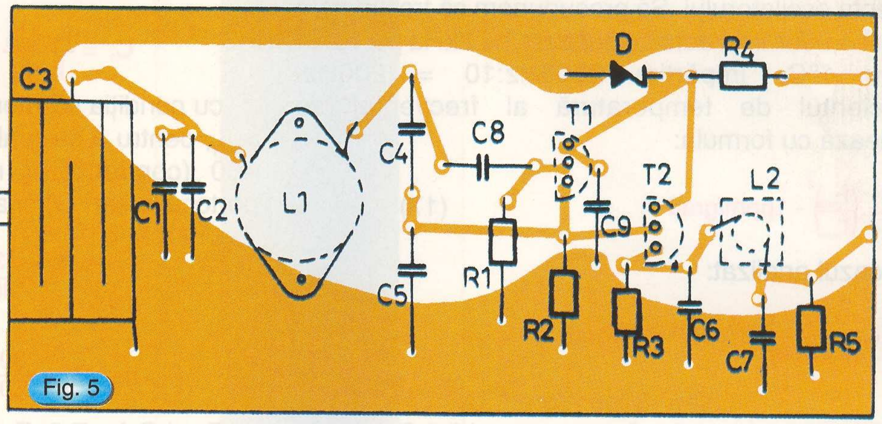
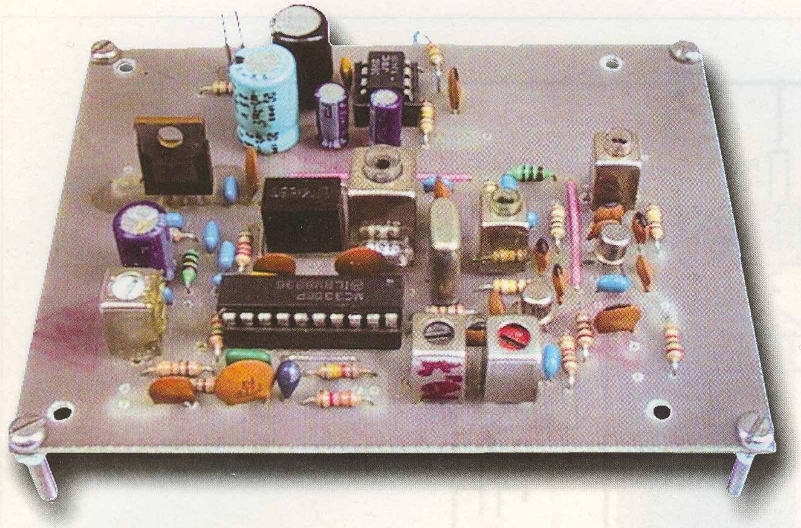


Fig. 5



Receptor pentru 2m

Pentru cititorii revistei conex club, firma conex electronic a prezentat o frumoasă surpriză în numărul 11/2000. Primii 50 de cititori care au completat și expediat chestionarul de la pagina 27 au primit gratuit un receptor pentru posturile de radiodifuziune cu modulație de frecvență care lucrează în limitele de frecvențe 88...108MHz.

La pagina 26 a fost prezentată schema electrică a receptorului original care lucrează pe frecvența fixă de 108,5MHz, iar la pagina 27 au fost descrise modificările necesare pentru a putea recepționa întreaga bandă de 88...108MHz. Acest receptor folosește circuitul integrat specializat MC3356 a cărui descriere amănunțită s-a prezentat la pagina 28 a aceluiași număr al revistei.

Folosind multe componente din acest montaj, în laboratorul firmei conex electronic a fost realizat un receptor pentru banda de 2m. În timpul descrierii acestui receptor se vor face referiri și trimiteri la schema din *figura 1* a numărului 11/2000, în special despre componentele folosite.

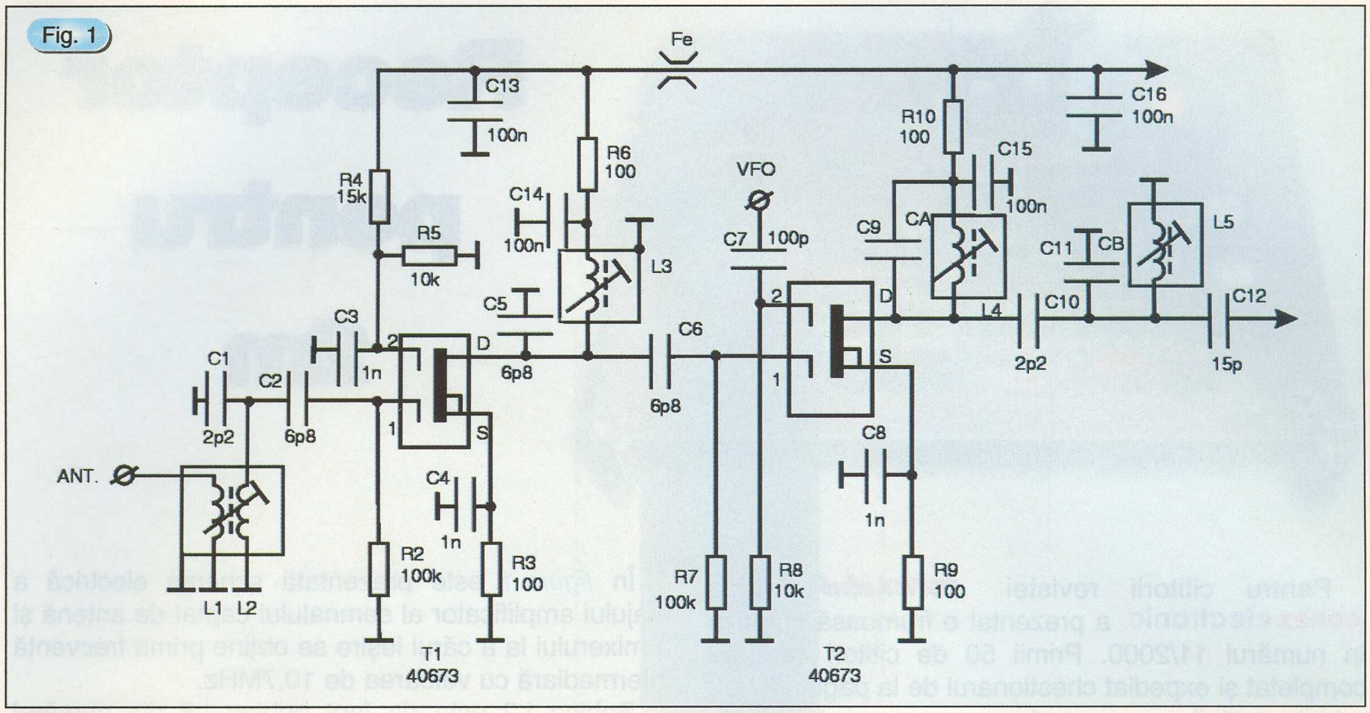
În *figura 1* este prezentată schema electrică a etajului amplificator al semnalului captat de antenă și a mixerului la a cărui ieșire se obține prima frecvență intermediară cu valoarea de 10,7MHz.

Bobina L2 este de fapt bobina L8 din numărul 11/2000 la care s-a adăugat înfășurarea L1 (cuplajul cu antena). Toate datele înfășurărilor sunt prezentate în tabel.

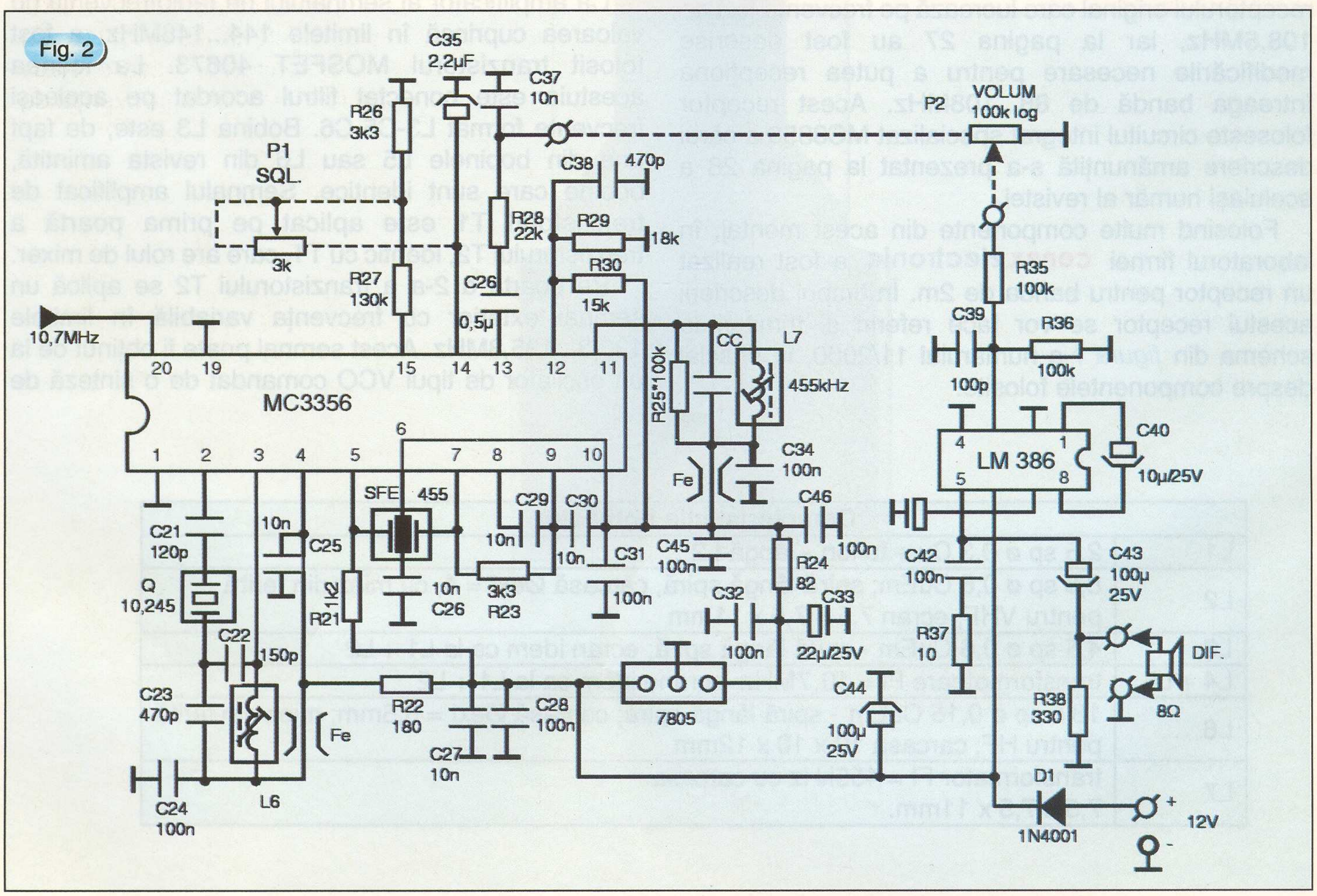
Ca amplificator al semnalului de radiofrecvență cu valoarea cuprinsă în limitele 144...146MHz, a fost folosit tranzistorul MOSFET 40673. La ieșirea acestuia este conectat filtrul acordat pe aceleași frecvențe format L3-C5-C6. Bobina L3 este, de fapt una din bobinele L5 sau L6 din revista amintită, bobine care sunt identice. Semnalul amplificat de tranzistourl T1 este aplicat pe prima poartă a tranzistorului T2, identic cu T1, care are rolul de mixer.

Pe poarta a 2-a a tranzistorului T2 se aplică un semnal exterior cu frecvența variabilă în limitele 133,3...135,3MHz. Acest semnal poate fi obținut de la un oscilator de tipul VCO comandat de o sinteză de

Caracteristicile bobinelor	
L1	2,5 sp ø 0,3 Cu + teflon - lângă L2
L2	8,5 sp ø 0,6 CuEm; spiră lângă spiră, carcasă Øext = 4, cu miez din ferită pentru VHF; ecran 7,5 x 7,5 x 11mm
L3	4,5 sp ø 0,6 CuEm - spiră lângă spiră; ecran idem ca la L1 + L2
L4 + L5	transformatoare FI = 10,7MHz; ecrane idem ca la L1 + L2
L6	18,5 sp ø 0,15 CuEm - spiră lângă spiră; carcasă Øext = 5,5mm; miez din ferită pentru HF; carcasă 10 x 10 x 12mm
L7	transformator FI = 455kHz cu carcasa 7,5 x 7,5 x 11mm.



ARF ++ MIXER



AFI + AJF

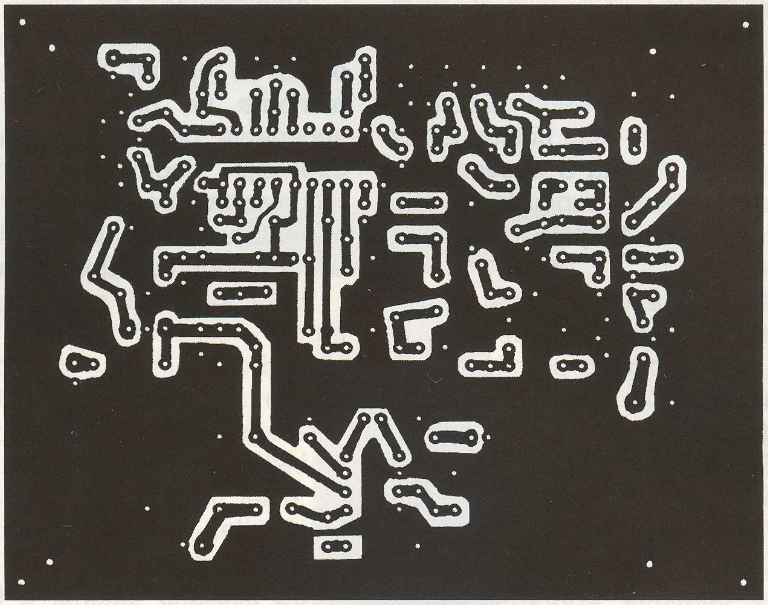


Fig. 3 Desenul cablajului imprimat

frecvențe sau de la oricare alt oscilator care poate oferi un asemenea semnal.

În circuitul drenei tranzistorului T2 este conectat un filtru de tipul "trece bandă" format din L4 și L5 împreună cu capacitățile aferente. Au fost folosite filtre acordate pe frecvența de 10,7MHz gata realizate; de aceea nu au fost prezentate valorile capacităților de acord însemnate în schemă cu CA și CB.

Semnalul cu frecvența de 10,7MHz, în serie cu capacitatea C12 de 15pF, se aplică la intrarea circuitului integrat MC3356P (pin 20). Acest circuit integrat (vezi *figura 2*) realizează funcțiile de mixer, oscilator local pe frecvența de 10,245MHz, amplificator al celei de a 2-a frecvențe intermediare de 455MHz, detector în cuadratură al semnalului modulat în frecvență, preamplificator de audiofrecvență, precum și funcția de squelch - reglabil cu ajutorul potențiometrului P1 care se adaugă în exterior.

În *figura 2* este prezentată schema electrică aferentă circuitului integrat MC3356, precum și amplificatorul de audiofrecvență realizat cu circuitul integrat LM386.

Deoarece circuitul integrat 3356 necesită două valori ale tensiunilor de alimentare, de 12 și 5V, a fost folosit pentru obținerea tensiunii de 5V un stabilizator integrat de tipul 7805.

Pentru obținerea semnalului cu frecvența de 10,245MHz, s-a utilizat un cristal cu această frecvență proprie.

Deoarece s-a constatat că frecvența proprie de rezonanță a cristalelor poate varia în limite relativ mari de până la 2kHz, de regulă în sensul de creștere, a fost folosit un montaj format din L6, C21, C22 și C23 pentru a putea regla exact frecvența de oscilație de 10,245MHz. Acest lucru este necesar deoarece filtrul ceramic cu frecvența de rezonanță 455kHz (în schemă notat SFE455) are o bandă de trecere relativ redusă de ordinul a 8kHz iar o variație a frecvenței de

10,245MHz în plus sau minus cu mai mult de 1kHz, conduce la apariția unor distorsiuni neliniare ale semnalului de joasă frecvență.

Reglajul frecvenței se face acționând miezul din ferită al bobinei L6 (care este, de fapt, bobina L9 din revista 11/2000); măsurarea exactă a frecvenței se face cu un frecvențmetru etalonat cuplat la "punctul cald" al condensatorului C23 de 470pF, în serie cu o capacitate de 22...47pF.

În circuitul discriminatorului a fost conectat un filtru gata realizat cu frecvența de rezonanță de 455kHz, format din bobina L7 și capacitatea proprie CC. În cazul în care condensatorul CC este încorporat în interiorul ecranului (împreună cu L7), atunci acesta nu se mai conectează în exterior. Rezistorul R_{25} de 100kΩ se poate înlătura când factorul de calitate Q al circuitului L7-CC are valoarea mai mică de 100.

Circuitul integrat MC3356 are un "avantaj"; pe pinul 14 apare o tensiune continuă proporțională cu valoarea semnalului recepționat. În cazul în care doriți să "extindeți" facilitățile receptorului, puteți conecta un instrument indicator cu sensibilitate mai bună de 50μA, în serie cu un rezistor de 50-100kΩ (valoarea se alege experimental în funcție de calitatea instrumentului folosit), la pinul 14. Dacă cumva, în această situație, se modifică regimul de squelch, adică nu mai poate fi reglat, micșorați valoarea rezistorului R26 de la 3,3kΩ la 2,7kΩ.

Amplificatorul de audiofrecvență este realizat cu circuitul integrat LM386 care oferă la ieșire o putere audio de ordinul a 0,3...0,4W suficientă pentru a alimenta un difuzor (ales după preferințe) cu impedanța de 8Ω. Schema acestuia nu necesită explicații deoarece a fost folosită aplicația recomandată de producător. În revista conex club, în numărul 4/2001, la paginile 22-23, sunt prezentate diferite moduri de aplicație ale acestui circuit integrat.

Menționăm că receptorul realizat în laboratorul firmei conex electronic a dat bune rezultate oferind un aparat sensibil cu zgomot propriu redus. Pentru a realiza un acord corect a circuitelor de intrare precum și a bobinelor L4, L5, a fost conectat un instrument de măsură cu impedanță proprie mare, pe pinul 14 al lui MC3356 iar acordul s-a făcut, bineînțeles, pe maximum de indicație a instrumentului.

Ca oscilator exterior a fost folosit oscilatorul cu sinteză de frecvență prezentat în revista conex club numărul 3/1999, paginile 12-14.

Reglajul volumului audio se face cu ajutorul potențiometrului P2 iar al squelch-ului cu P1, care se conectează în exterior.

În *figura 4* este prezentat modul de amplasare a componentelor.

Proiectat și testat de YO3AVE și YO3CO

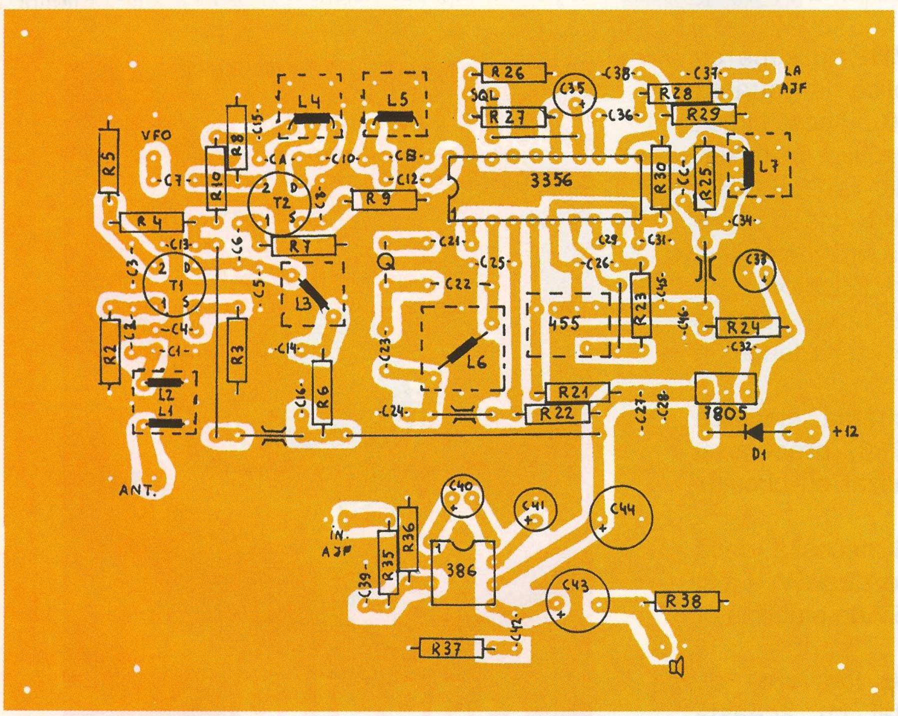


Fig. 4 Amplasarea pieselor

CIRCUITE IMPRIMATE "Efectul de colț"

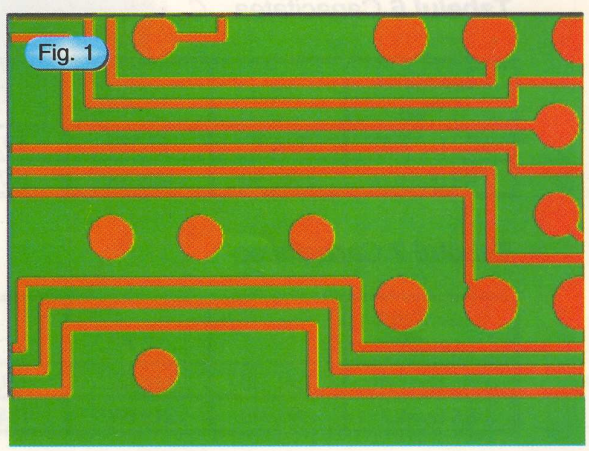
Șl. dr. ing. Norocel-Dragoș Codreanu
Universitatea "Politehnică" din București
Facultatea de Electronică și Telecomunicații

Rutarea manuală sau automată a traseelor de interconectare din cadrul plăcilor de circuit imprimat impune, într-un număr extrem de mare de cazuri, schimbarea direcției de rutare. Această schimbare conduce la apariția unui element PCB special, de mici dimensiuni și nesemnificativ la prima vedere, care în anumite condiții poate influența negativ funcționarea modulului electronic proiectat. Acest element este "colțul de traseu de interconectare" sau, mai simplu, colțul. El este introdus pentru a oferi o mai mare flexibilitate de generare a layout-ului proiectat și apare ori de câte ori un traseu conductor este nevoit să evite anumite entități cum ar fi: pastile, găuri de trecere, componente electronice amplasate pe substrat sau să ocolească zone care, din considerente electrice, mecanice sau tehnologice, nu trebuie traversate de structuri de interconectare (*figura 1*). Colțul se manifestă ca o discontinuitate de impedanță caracteristică deoarece aceasta are valori mai scăzute în regiunea spațială a colțului (în raport cu valoarea standard pentru tronsoanele drepte de traseu), putând perturba, prin simpla prezență pe calea de semnal, informația transmisă de la un generator (ce poate fi orice dispozitiv/circuit electronic) la un receptor (de asemenea orice dispozitiv/circuit). Cu toate că la prima vedere prezența colțurilor nu este de natură să deranjeze și evitarea lor pare a fi ușor de realizat, în etapele de proiectare tehnologică poate fi remarcat faptul că acest tip de discontinuitate este imposibil de evitat, majoritatea traseelor conținând de la 2 colțuri în sus.

Discontinuitatea se manifestă deoarece impedanța caracteristică a zonei colțului (dispusă între cele două planuri P1 și P2, *figura 3*) este mai mică decât impedanța caracteristică a liniilor ce intră și ies din această zonă. Colțurile pot avea diverse unghiuri de deschidere (frângere), cel mai întâlnit caz fiind acela al colțului în unghi drept. În *figura 2* este prezentată o modalitate de măsurare a colțurilor (tronsonul în linie dreaptă se consideră a avea $\alpha = 0$). Cu cât unghiul de frângere crește, cu atât discontinuitatea este considerată mai mare. În practică, domeniul uzual pentru acest unghi este $\alpha = [0, 90°]$, unghiurile mai mari de 90° fiind foarte rar întâlnite în cadrul circuitelor imprimate.

Cazul cel mai des întâlnit în practică este cel al colțului în unghi drept (*figura 3*). În zona spațială cuprinsă între planurile P1 și P2 modificările apărute în distribuția câmpului electromagnetic conduc la apariția unei capacități în exces datorată acumulării de sarcini electrice suplimentare spre punctul exterior al colțului unde se concentrează câmpul electric. Inductanța echivalentă a zonei colțului se modifică și ea datorită apariției unei discontinuități în cadrul fluxului de curent, densitatea maximă de curent fiind generată spre punctul interior al colțului. În plus, nu trebuie uitat faptul că cea mai mare parte a respectivului curent circulă (în cazul frecvențelor ridicate) în părțile exterioare ale traseului.

Cunoscând mărimile reactive de mai sus proiectantul poate realiza modelul cu constante concentrate LC al discontinuității colț (*figura 4*). În cadrul său pot fi incluse și efectele pierderilor în materialul conductor și în dielectric (a se vedea *tabelul 15*). Modelul astfel obținut poate fi introdus în cadrul simulatoarelor de circuit (de exemplu SPICE) pentru evaluarea efectelor negative produse prin prezența în calea de semnal a acestui tip de discontinuitate.



Prezența colțurilor în cadrul circuitelor imprimate

Tabelul 1 Capacitatea $C_{1i} = f\left(\frac{W_1}{h_i}\right)$

Capacitatea (pF/m)	C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{14}	C_{15}	C_{16}	C_{17}
FR2 (ε_r=2,4)	18,958	16,067	13,861	12,093	10,624	9,373	8,284
FR4 (ε_r=4,7)	26,824	21,285	16,973	13,449	10,472	7,893	5,617

Tabelul 2 Capacitatea $C_{2i} = f\left(\frac{W_2}{h_i}\right)$

Capacitatea (pF/m)	C_{21}	C_{22}	C_{23}	C_{24}	C_{25}	C_{26}	C_{27}
FR2 (ε_r=2,4)	24,860	21,499	18,958	16,937	15,271	13,861	12,644
FR4 (ε_r=4,7)	37,828	31,605	26,824	22,965	19,739	16,973	14,554

Tabelul 3 Capacitatea $C_{3i} = f\left(\frac{W_3}{h_i}\right)$

Capacitatea (pF/m)	C_{31}	C_{32}	C_{33}	C_{34}	C_{35}	C_{36}	C_{37}
FR2 (ε_r=2,4)	33,813	29,664	26,554	24,100	22,092	20,405	18,958
FR4 (ε_r=4,7)	54,018	46,573	40,929	36,429	32,711	29,556	26,824

Tabelul 4 Capacitatea $C_{4i} = f\left(\frac{W_4}{h_i}\right)$

Capacitatea (pF/m)	C_{41}	C_{42}	C_{43}	C_{44}	C_{45}	C_{46}	C_{47}
FR2 (ε_r=2,4)	39,522	36,658	39,794	36,494	33,813	31,573	29,664
FR4 (ε_r=4,7)	69,690	64,226	64,633	58,792	54,018	50,010	46,573

Tabelul 5 Capacitatea $C_{5i} = f\left(\frac{W_5}{h_i}\right)$

Capacitatea (pF/m)	C_{51}	C_{52}	C_{53}	C_{54}	C_{55}	C_{56}	C_{57}
FR2 (ε_r=2,4)	79,605	67,580	59,563	53,837	49,542	46,202	43,530
FR4 (ε_r=4,7)	146,190	123,240	107,940	97,011	88,815	82,440	77,340

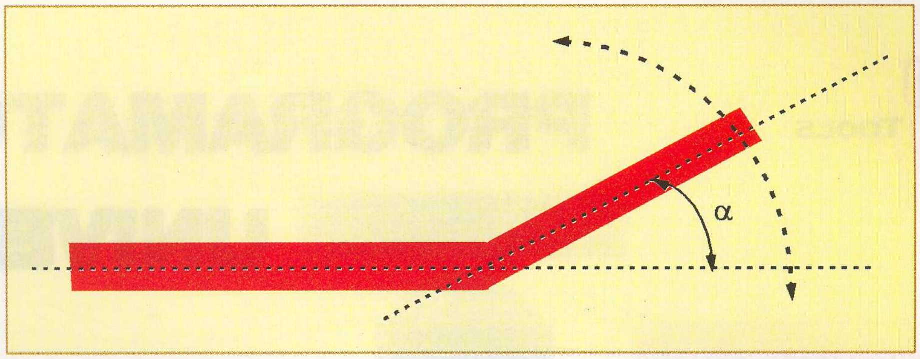
Tabelul 6 Capacitatea $C_{6i} = f\left(\frac{W_6}{h_i}\right)$

Capacitatea (pF/m)	C_{51}	C_{52}	C_{53}	C_{54}	C_{55}	C_{56}	C_{57}
FR2 (ε_r=2,4)	79,605	67,580	59,563	53,837	49,542	46,202	43,530
FR4 (ε_r=4,7)	146,190	123,240	107,940	97,011	88,815	82,440	77,340

Tabelul 7 Capacitatea $C_{7i} = f\left(\frac{W_7}{h_i}\right)$

Capacitatea (pF/m)	C_{71}	C_{72}	C_{73}	C_{74}	C_{75}	C_{76}	C_{77}
FR2 (ε_r=2,4)	139,730	115,680	99,647	88,194	79,605	72,924	67,580
FR4 (ε_r=4,7)	260,940	215,040	184,440	162,583	146,190	133,440	123,240

Fig. 2



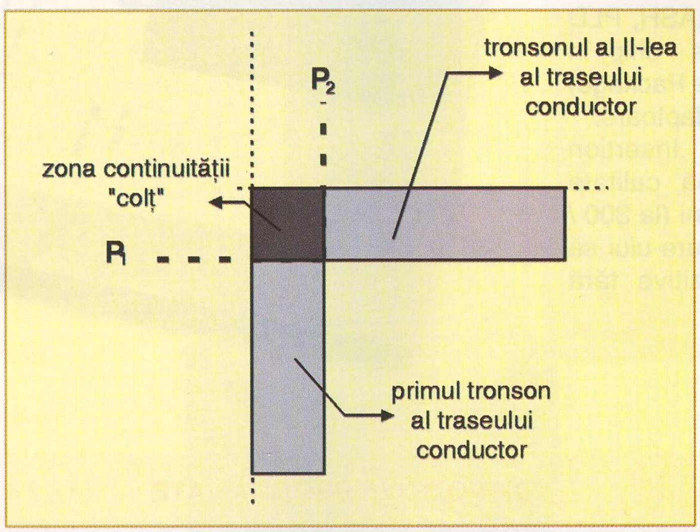
Unghiul de deschidere al discontinuității colț

În cadrul Centrului de Electronică Tehnologică și Tehnici de Interconectare din Facultatea de Electronică și Telecomunicații - București au fost realizate simulări electromagnetice pentru estimarea valorilor parametrilor L_c și C_c.

În tabelele care urmează se prezintă parametrii echivalenți calculați ai modelului LC corepunzător discontinuității colț în unghi drept pentru câteva valori uzuale ale lățimii traseului conductor și grosimii substratului în conformitate cu standardul român destinat cablajelor imprimate, luându-se în considerare și cele mai uzuale permitivități electrice relative ale substratelor dielectrice folosite în cazul tehnologiilor substractive (FR2 - pertinax, FR4 - sticlotextolit).

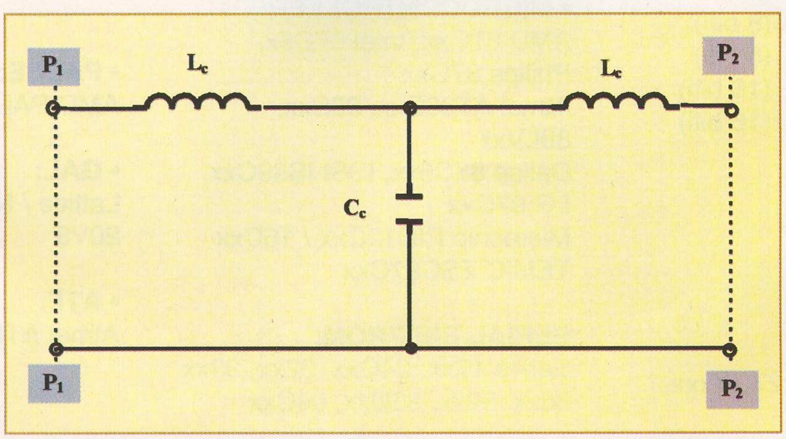
Pentru lățimea traseului conductor se consideră W_i(mm): 0,2; 0,3; 0,5; 1; 2; 3; 4, iar pentru grosimea substratului h_i(mm): 0,8; 1; 1,2; 1,4; 1,6; 1,8; 2, cu i = 1...7. În *tabelele 1...7* sunt prezentate capacitățile în exces ale discontinuității colț în unghi drept, iar în *tabelele 8...14* inductanțele în exces.

Fig. 3



Discontinuitatea colț pentru α = 90°

Fig. 4



Model cu constante concentrate pentru evaluarea "colțului în unghi drept"

EE TOOLS

PROGRAMATORUL UNIVERSAL

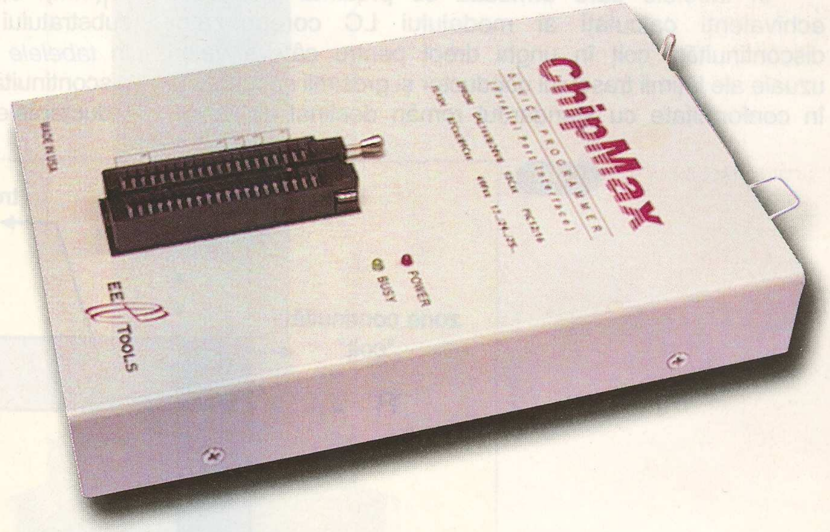
GENERALITĂȚI

ChipMax este un programator de dispozitive de înaltă calitate comandat printr-o interfață de tip paralel (prezentă pe orice PC compatibil IBM).

Arhitectura hardware evoluată și prezentă pe placa unui FPGA (Field Programmable Gate Array) asigură o foarte bună viteză și permite programatorului să suporte circuite de înaltă densitate (EPROM, EEPROM, FLASH, PLD și microcontrollere single – chip) în capsulă DIP (Dual In-line Package) fără necesitatea unor adaptoare.

Soclul ZIF (Zero Insertion Force) de foarte bună calitate (TEXTOOL) cu 40 de pini (la 300 / 600 mils) permite software-ului să susțină viitoare dispozitive fără modificări hardware.

ChipMax



DISPOZITIVE PROGRAMATE

• EPROM:
2716 - 27C080 / 801 (8 biti)
27C1000 – 27C8000 (8 biti)
27C210 – 27C240 (16 biti)
27C1024 – 27C4096 (16 biti)

• FLASH:
28Fxxx, 29Fxxx
29LVxxx, 29BVxxx
29Wxxx, 49Fxxx

• PROM:
Atmel 27HCxxx, ICT 27CXxxx, WSI 57Cxxx

• MICROCONTROLLER:
AMD 87Cxx, Intel 87C5x,
Philips 87Cxx
Atmel AT89Cxx, 89Sxx, 89LVxx
Dallas 87C5xx, ISSI IS89Cxx, LG 97Cxx
Microchip PIC12Cxx / 16Cxx
TEMIC TSC87Cxx

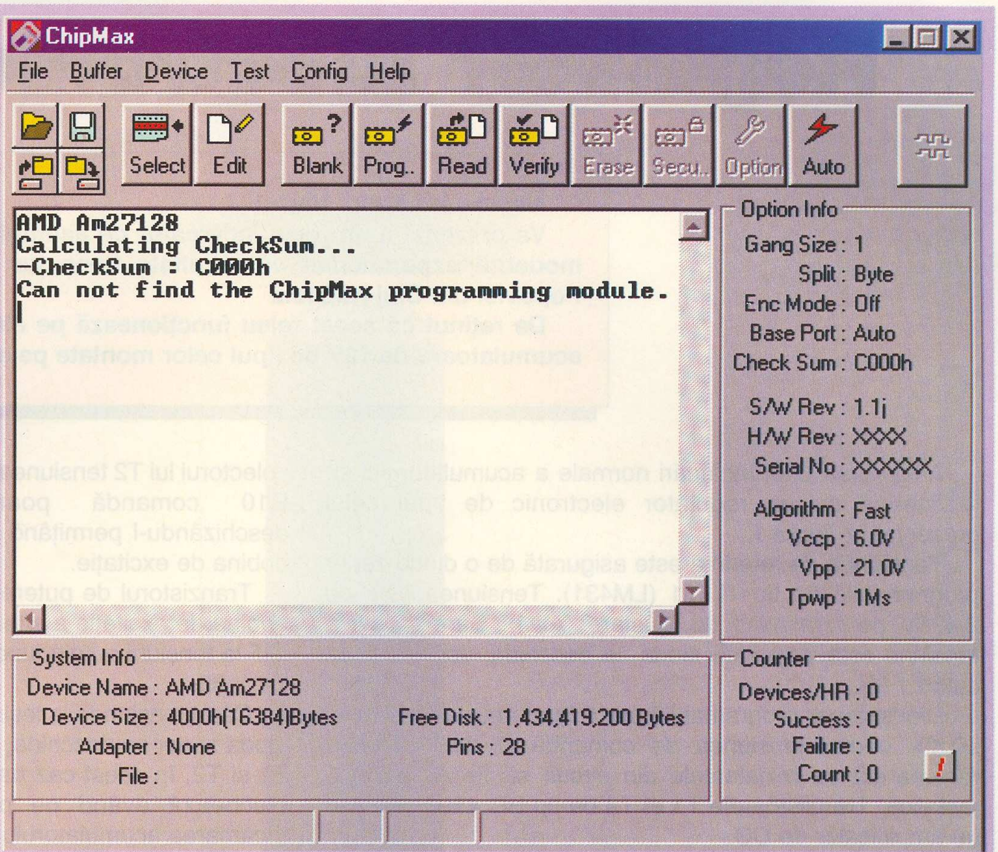
SERIAL E(E)PROM:
Seriile 17xx, 24Cxx, 32xx, 33xx
35xx, 59xx, 93Cxx, 94Cxx

• PALCE:
AMD PALCE 16V8, 20V8

• GAL:
Lattice / NS / SGS GAL 16V8, 20V8

• ATF:
Atmel ATF 16V8, 20V8

FACILITĂȚI IMPORTANTE



- Software flexibil și ușor de utilizat comandat prin meniuri;
- Test de inserție corectă a dispozitivului lansat înaintea programării;
- Afișarea pe display a parametrilor programării și configurarea acestora de către utilizator;
- Configurarea gamei adreselor de programare în dispozitiv / buffer;
- Facilitate de Auto Programming pentru programarea de serie;
- Suport de Help on-line extins;
- Editor încoporporat pentru datele din buffer și generarea de vectori de test;
- Funcție de autoconfigurare pentru portul paralel al calculatorului gazdă (LPT 1, LPT 2, LPT 3);
- Comenzi de tip MACRO susțin utilizarea în mod "batch";
- Suportă standardele de tip: JEDEC, Intel Hex, Motorola S, Tektronix Hex și binar cu comenzile Load, Edit și Save;
- Asigurarea de protecție prin limitare de curent (inserție defectuoasă a dispozitivului, dispozitiv defect sau erori de operare);
- Soclu ZIF de 40 de pini care suportă dispozitive în capsulă DIP de 300 sau 600 mils;
- Program pentru diagnoza hardware care testează starea tuturor celor 40 driveri de pin înaintea utilizării programatorului.

SPECIFICAȚII TEHNICE DE BAZĂ

Interfața cu gazda: port paralel standard (LPT 1, LPT 2, LPT 3);
Soclu: ZIF 40 pini standard (300 / 600 mils);
Adaptoare opționale: peste 50 de convertoare pentru capsule diferite de dispozitiv (de exemplu: PLCC, SOP, TSOP)
Adaptoare pentru programare multiplă: este disponibil adaptorul 4 – GANG (CM - 4G) pentru programare de dispozitive E(E)PROM cu capsule de până la 32 pini.

CERINȚE DE SISTEM

Tip: compatibile IBM PC XT, AT, 386, 486, PS / 2, Pentium sau laptop. Pentru instalarea software-ului este necesară prezența unui drive de hard disk.
Dimensiune RAM: 512K;
I / O port: paralel port standard;
Sistem de operare: MS – DOS 2.11 sau superior, WIN 95 / 98.

Regulator Electronic Auto

Negrea Vladimir - Vaslui

Vă prezentăm un releu încărcător de acumulatoare într-o variantă modernă experimentat cu rezultate bune de cititorul nostru Ioan Popovici din Cluj Napoca.

De reținut că acest releu funcționează pe alternatoare ce încarcă acumulatoare de 12V de tipul celor montate pe autoturismele Dacia.

Asigurarea unei încărcări normale a acumulatorului se realizează cu un regulator electronic de tipul celui prezentat în *figura 1*.

Tensiunea de referință este asigurată de o diodă zener programabilă de tip TL431 (LM431). Tensiunea este de 2,495V pe terminalul de ajustare (ADJ). Când această tensiune este asigurată dioda se deschide, asigurând pe catod 1,9V.

Dioda zener programabilă are o foarte mare stabilitate, ±0,4% pentru tensiunea de comandă și de ieșire. Se recomandă ca rezistențele din circuit să fie cu peliculă metalică. Tranzistoarele T1 și T2 de tip BC 459 formează un amplificator de CC.

Pentru comanda excitației este folosit un tranzistor de putere MOSFET IRF 540A sau echivalent. Acest tranzistor are următoarele caracteristici:

- canal tip N;
- tensiune: VDS 100V;
- curent drenă: ID = 28A;
- rezistența canalului: 0,077Ω;
- putere maximă disipată: 150W.

Regulatorul funcționează între U = 8V și U = 14,4V. La o tensiune mai mică decât 14,4V dioda zener este blocată. În acest caz U_{catod} este 9,9V și tranzistorul T_1 este deschis. Colectorul lui T1 are acum 0V, blocând tranzistorul T2. În colectorul lui T2 tensiunea este 9,6V, această tensiune prin R10 comandă poarta tranzistorului MOSFET deschizându-l permițând trecerea unui curent de 3A prin bobina de excitație.

Tranzistorul de putere MOSFET are în circuitul drenei bobina de excitație a alternatorului. Protecția tranzistorului IRF la tensiuni autoinduse se face cu D2 de tip BY188 sau BY x 55.

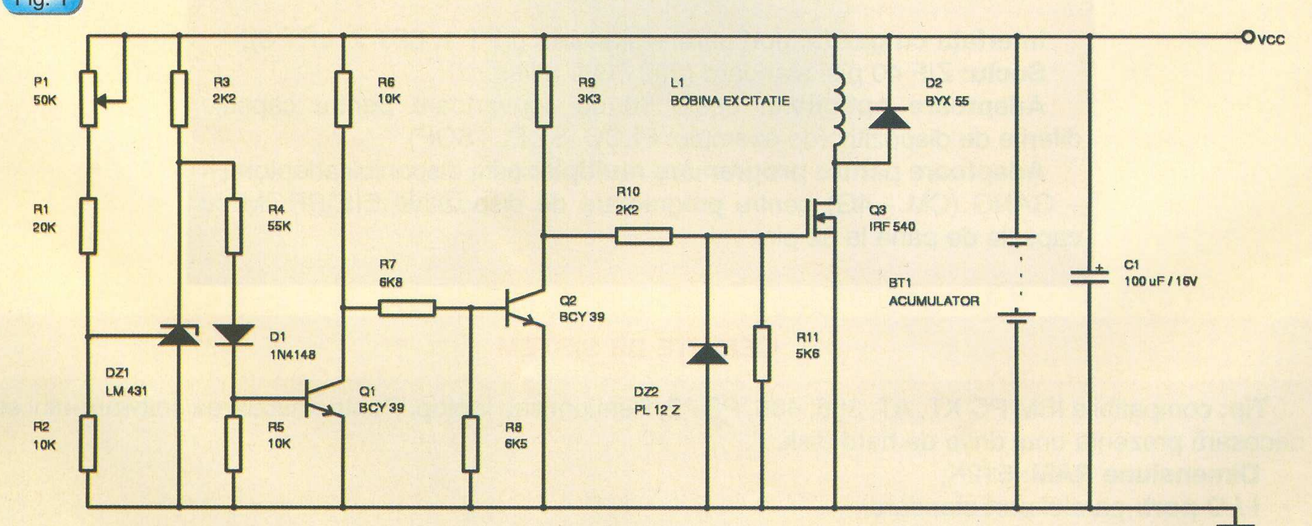
Când tensiunea la ieșirea alternatorului ajunge la 14,4V dioda zener se deschide, schimbând starea tranzistoarelor T1 și T2, în acest caz tranzistorul de putere MOSFET se blochează având pe poartă o tensiune negativă și încărcarea acumulatorului se oprește.

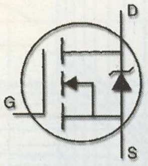
Toate piesele se monteaz pe o plăcuță de circuit imprimat 40 x 50 x 1,5mm. Tranzistorul de putere MOSFET se montează pe un radiator de căldură tip 40 x 50 x 2mm. La punerea în funcțiune se va regla cu un voltmetru tensiunea zener și U_{catod}. Tensiunea se va regla din potențiometru P de 50kΩ multi tură. Sursa de tensiune poate fi un redresor 20V. În cazul lipsei sursei, tensiunea se va regla chiar pe mașină. Reglajul se repetă de câteva ori pentru a evita erorile.

Montajul se va executa cât mai rigid mecanic și se va introduce într-o cutie de protecție.

ing. I. Mihăescu

Fig. 1



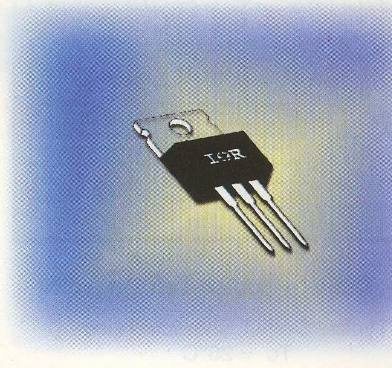


IRF 520

Concomitent cu aplicațiile în comutația de putere, tranzistorul IRF520, ca a treia generație de HEXFET produs de International Rectifier, este frecvent menționat în montaje de radiofrecvență până în 50MHz.

Constructorul face referiri și asigură o comutație rapidă unde valoarea de catalog ce indică timpul de comutație de 20ns este edificatoare.

Acest tranzistor este comercializat de conex electronic.



	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	9.2	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	6.5	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	37	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	60	W
	Linear Derating Factor	0.40	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	200	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	9.2	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	6.0	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250µA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.13	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V_{GS}=10V, I_D=5.5A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250µA
g_{fs}	Forward Transconductance	2.7	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=5.5A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	µA	V_{DS}=100V, V_{GS}=0V
		—	—	250		V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	16	nC	I_D=9.2A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	4.4		V_{DS}=80V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	7.7		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	8.8	—	ns	V_{DD}=50V
t_r	Rise Time	—	30	—		I_D=9.2A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	19	—		R_G=18Ω
t_f	Fall Time	—	20	—		R_D=5.2Ω See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	360	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	150	—		V_{DS}=25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	34	—		ƒ=1.0MHz See Figure 5

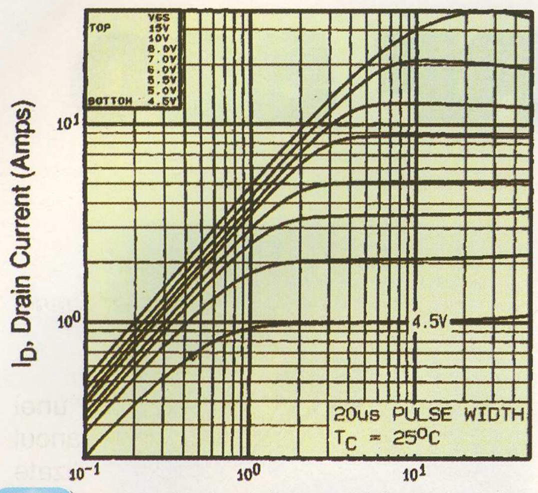


Fig. 1

Typical Output Characteristics
Tc = 25°C

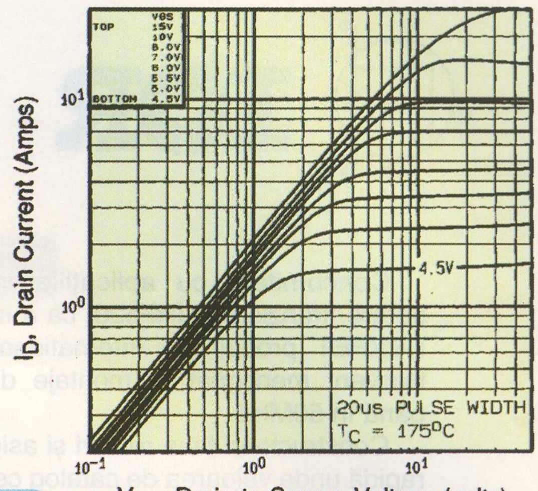


Fig. 2

Typical Output Characteristics
Tc = 175°C

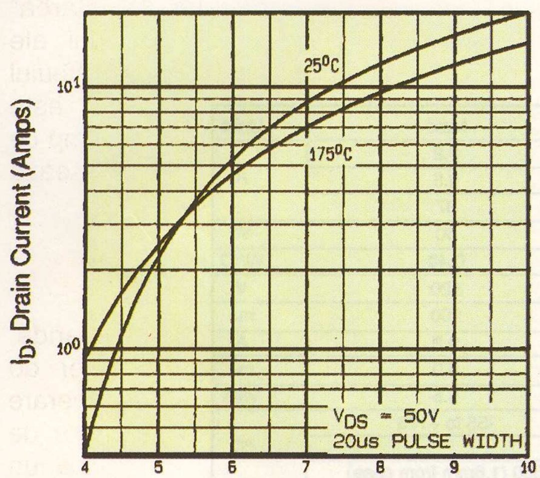


Fig. 3

Typical Transfer Characteristics

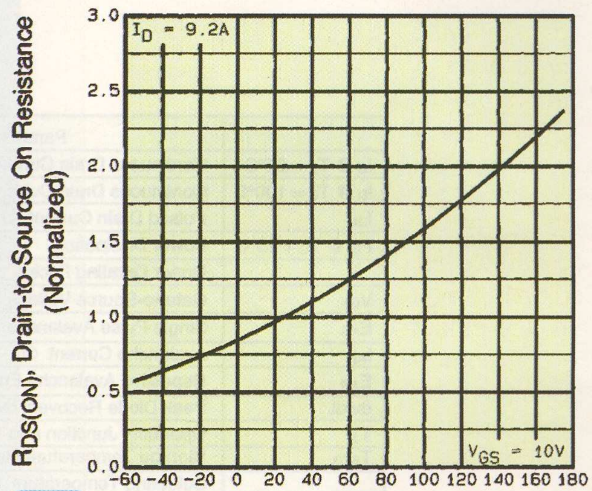


Fig. 4

Normalized On-Resistance Vs. Temperature

Tranzistoare IRF comercializate de CONEX ELECTRONIC

TIP	CARACTERISTICI	PRET	TIP	CARACTERISTICI	PRET
IRF 250	N-FET 200 V 30 A 150 W TO3	165000	IRF 9610	P-Ch 200V 1.8A 20W 3.0R TO220AB	21000
IRF 510	N-Ch 100V 5,6A 43W 0,4R TO220AB	13500	IRF 9620	P-Ch 200V 2.5A 40W 1.5R TO220AB	17000
IRF 520	N-Ch 100V 9,2A 60W 0,27R TO220AB	13500	IRF 9630	P-Ch 200V 6.5A 74W 0.8R TO220AB	24000
IRF 530	N-Ch 100V 14A 88W 0.16R TO220AB	19000	IRF 9640	P-Ch 200V 11A 125W 0.5R TO220AB	35000
IRF 530 N	N-Ch 100V 15A 63W 0.11R TO220AB	16500	IRFBC 30	N-Ch 600V 3.6A 74W 2.2R TO220AB	24000
IRF 540	N-Ch 100V 28A 150W 0.08R TO220AB	24000	IRFBC 40	N-Ch 600V 6.2A 125W 1.2R TO220AB	39000
IRF 540 N	N-Ch 100V 27A 94W 0.052R TO220AB	26000	IRFD 110	N-Ch 100V 1A 1.3W 0.54R DIP4	12500
IRF 630	N-Ch 200V 9A 74W 0.4R TO220AB	13500	IRFD 120	N-Ch 100V 1.3A 1.3W 0.3R DIP4	13500
IRF 640	N-Ch 200V 18A 125W 0.18R TO220AB	24000	IRFD 9120	P-Ch 100V 1A 1.3W 0.6R DIP4	18500
IRF 710	N-Ch 400V 2A 36W 3.6R TO220AB	12500	IRFZ 34 N	N-Ch 55V 26A 56W 0.04R TO220AB	19000
IRF 720	N-Ch 400V 3.3A 50W 1.8R TO220AB	15000	IRFZ 44 N	N-Ch 55V 41A 83W 0.024R TO220AB	26000
IRF 730	N-Ch 400V 5.5A 74W 1.0R TO220AB	22000	IRFP 150	N-Ch 100V 40A 180W 0.055R TO247AC	80000
IRF 820	N-Ch 500 V/2.5 A/50 W/3.0 R/TO220AB	15000	IRFP 240	N-Ch 200V 20A 150W 0.18R TO220AC	66000
IRF 830	N-Ch 500 V/4.5 A/74 W/1.5 R/TO220 AB	23000	IRFP 250	N-Ch 200V 30A 190W 0.09R TO220AC	61000
IRF 840	N-Ch 500 V/8 A/125 W/0.85 R/TO220 AB	26000	IRFP 350	N-Ch 400V 16A 190W 0.3R TO247AC	140000
IRF 9520	P-Ch 100V 6.8A 60W 0.6R TO220AB	20000	IRFP 450	N-Ch 500V 14A 190W 0.4R TO247AC	80000
IRF 9530	P-Ch 100V 12A 88W 0.3R TO220AB	23000	IRFP 460	N-Ch 500V 20A 280W 0.27R TO247AC	99000
IRF 9540	P-Ch 100V 19A 150W 0.2R TO220AB	32000	IRFP 9240	P-Ch 200 V/12 A/150 W/0.5 R/TO247 AC	56000

Procesor Audio

ing. Victor David

Urmare din numărul precedent

Este de menționat ca posibilă o variantă constructivă economică în care procesorul și partea de putere sunt alimentate din aceeași sursă primară - avantajul echipării cu un singur transformator - dar aceasta anulează, evident, pornirea prin telecomandă și forțează utilizatorul să facă relgajele dorite la fiecare pornire.

Reamintim că în stand-by se aprinde LED10.

Cei doi biți PA și PB sunt decodificați de circuitul IC2-tip CD4052 care este un comutator analogic de 2 x 4 poziții. Secțiunea A2A3A4 furnizează comanda comutatorului stereo integrat IC1-tip TDA1029, iar cealaltă secțiune B1B2B3B4 aprinde unul din LED-urile de selecție a intrărilor. În stand-by, semnalul INH inhibă comutatorul, realizând stingerea LED-ului de pe intrarea selectată și anulând selecția.

Semnalul audio stereo de la ieșirile OutA și OutB ale IC1 atacă circuitul preamplificator comandat în tensiune IC3-tip TDA1524A, circuit care răspunde de reglajele efective de volum, balans, tonuri înalte, tonuri joase. Subliniez că pe intrările de comandă VOL, BAL, TREB, BASS avem tensiuni continue rezultate din integrarea impulsurilor de la microprocesor și nu din referința internă a IC3.

Modulul procesor mai conține o sursă de alimentare care furnizează tensiunile: -6V_{CC}, +12D (+12V_{CC} pentru partea digitală) și +12A (+12V_{CC} pentru partea analogică).

2c. Emițătorul de telecomandă

Este echipat cu circuitul integrat SAA1250, compatibil cu SAA1251. O schemă de aplicație industrială este prezentată în *figura 3*.

Recomand însă cumpărarea unui emițător de telecomandă fabricat (cod RC-4) întrucât unul artizanal nu-l poate concura în ceea ce privește prețul de cost și estetica. Emițătoare compatibile sunt cele destinate receptoarelor TV cu microprocesoare din familia SAA1293: Indiana 100, Goldstar CKT2128, 2135.

Este evidentă necesitatea stabilirii unei corespondențe între funcțiile inscripționate pe panoul emițătorului de telecomandă și funcțiile realizate efectiv de procesorul audio. În acest sens, *tabelul 1* constituie o sugestie. Conflictul existent, funcțiile deja inscripționate referindu-se la un receptor TV poate fi opțional soluționat în două moduri: "învățarea" simbolurilor și conversia în funcțiile proprii ale procesorului audio sau reinscripționarea panoului emițătorului de telecomandă. Conversia este adaptată utilizatorilor cu pregătire tehnică, în timp ce inscripționarea în clar a funcțiilor se adresează utilizatorului mediu.

2d. Preamplificatorul de infraroșu

Ca și în cazul emițătorului de telecomandă, recomand achiziționarea unui preamplificator de infraroșu de proveniență industrială, prin recuperare din receptoare TV defecte sau din magazinele de specialitatea. Constructorii avansați pot realiza un preamplificator conform schemei din *figura 4* care se folosește în receptoarele TV Goldstar. Am realizat practic această schemă dar nu cu operaționalul dublu TDA2320, ci cu 2 operaționale de tip TCA520N de fabricație autohtonă.

Preamplificatorul de infraroșu realizat artizanal se ecranează cu tablă de fier cositorită. Conectarea la intrarea IRPO de pe modulul procesor audio se face cu cablu neecranat.

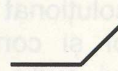
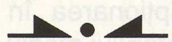
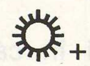
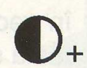
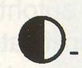
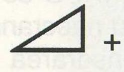
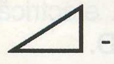
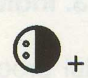
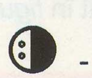
La inserarea unui preamplificator alimentat la +5V_{CC}, se mai adaugă o sursă tip 7805, nefigurată în schema electrică, pentru obținerea tensiunii de +5V din +12D.

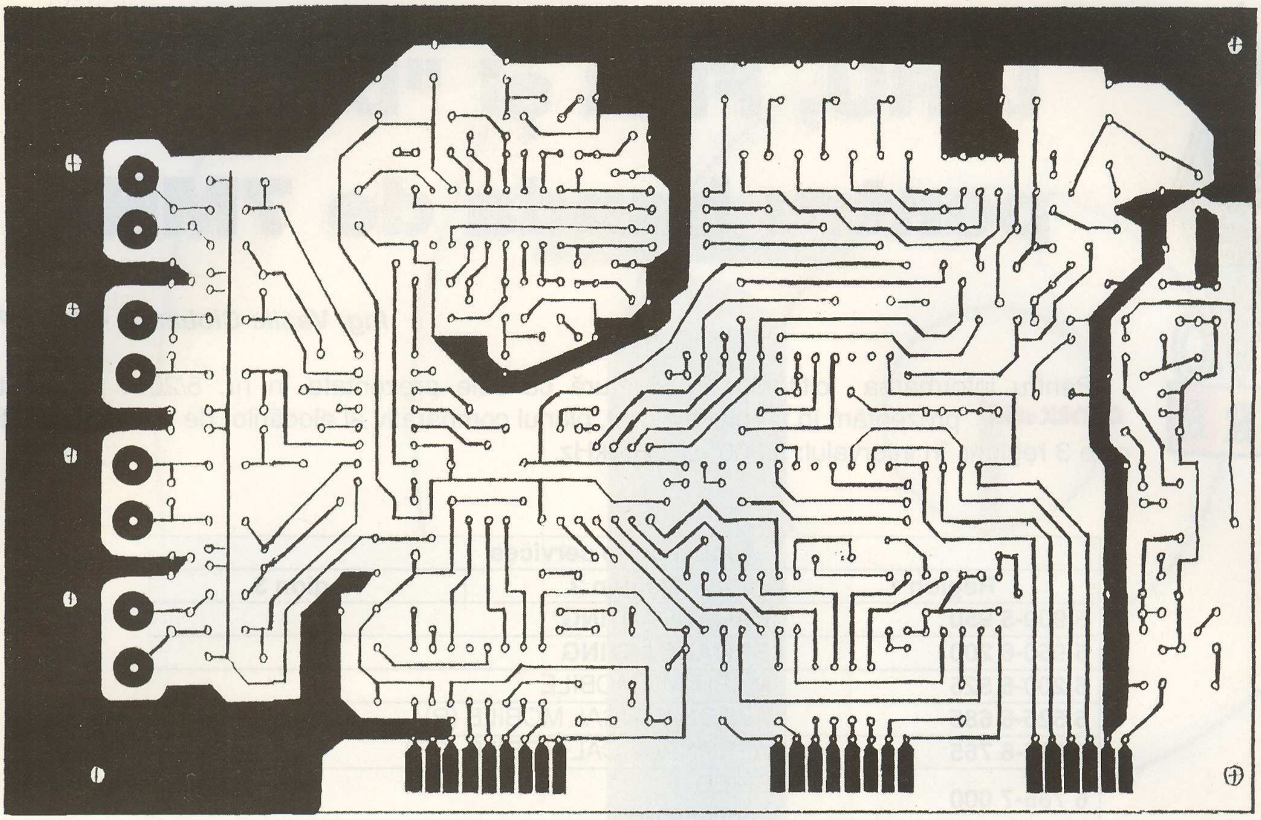
3. Indicații constructive și reglaje

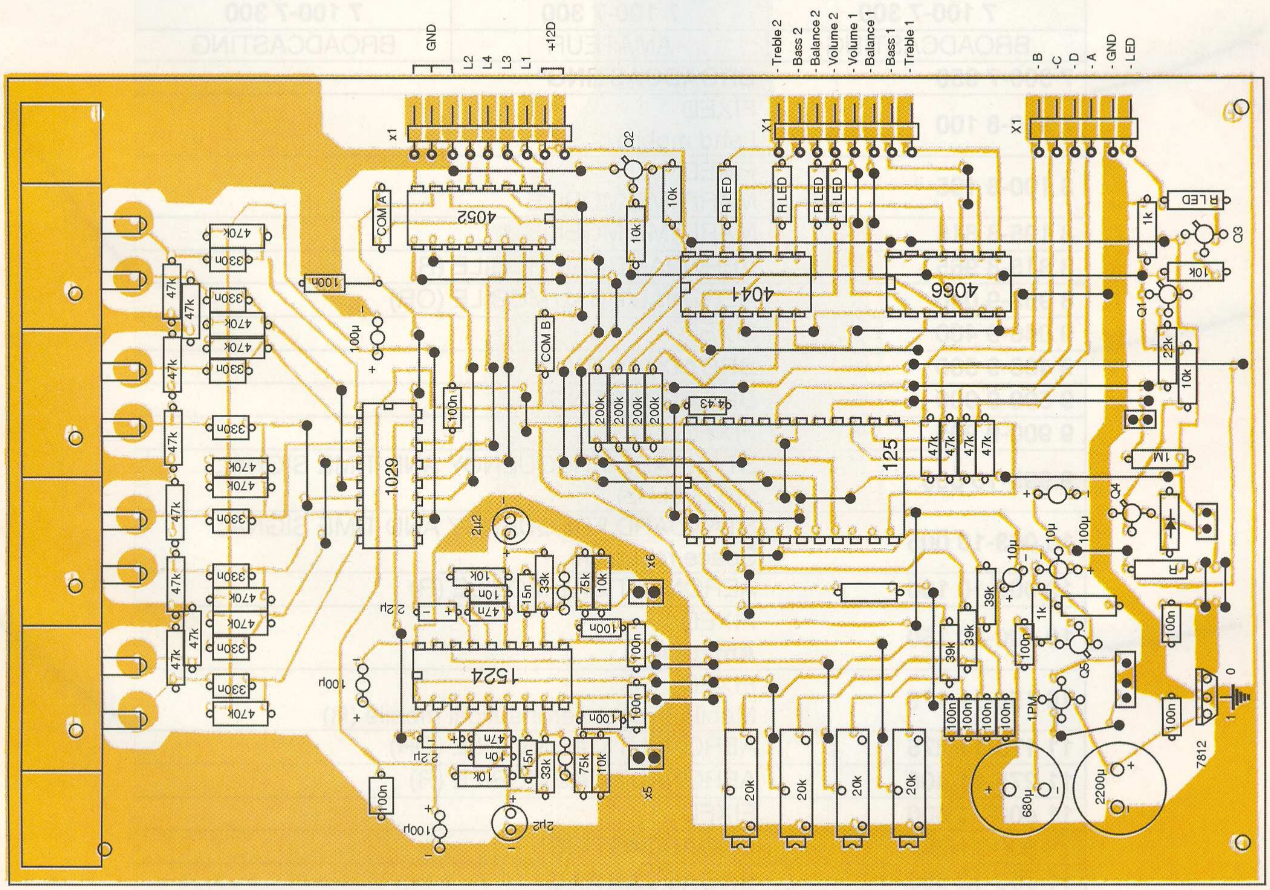
Modulul procesor audio se realizează fizic pe un cablaj imprimat simplă față al cărui desen este prezentat în *figura 5*. Desenul de echipare este cel din *figura 6*.

Continuare în pagina 31

Tabelul 1

COMANDA PENTRU TASTATURA LOCALĂ	COMANDA PE TELECOMANDĂ	SEMNIFICAȚIA COMENZII
OFF		ADUCE AMPLIFICATOR ÎN STARE DE AȘTEPTARE (STAND BY)
CH+	1, 2, 3, 4	ADUCE AMPLIFICATORUL ÎN STARE DE FUNCȚIONARE ACȚIONAT UN TIMP MAI ÎNDELUNGAT SAU REPETAT COMUTĂ INTRĂRILE (sursele de program) TASTELE 1, 2, 3, 4 DE PE TELECOMANDĂ SELECTEAZĂ DIRECT INTRAREA DORITĂ
MUTE		ADUCE AMPLIFICATORUL LA VOLUM ZERO (MUTING) FĂRĂ A AFECTA CELELALTE COMENZI
PP		a) ECHILIBREAZĂ BALANSUL b) ADUCE REGLAJELE DE TON (ÎNALTE, JOASE) LA NIVEL MEDIU FĂRĂ A AFECTA VOLUMUL
TREBLE+		CREȘTERE FRECVENȚE ÎNALTE
TREBLE-		SCĂDERE FRECVEȚE ÎNALTE
BASS+		CREȘTERE FRECVENȚE JOASE
BASS-		SCĂDERE FRECVENȚE JOASE
VOLUME+		a) IEȘIRE DIN MUTING b) CREȘTERE VOLUM
VOLUME-		a) IEȘIRE DIN MUTING b) SCĂDERE VOLUM
BALANCE R		DEPLASARE BALANS SPRE CANALUL DREAPTA
BALANCE L		DEPLASARE BALANS SPRE CANALUL STÂNGA




GND
L2
L4
L3
L1
+12D
Treble 2
Bass 2
Balance 2
Volume 2
Volume 1
Balance 1
Bass 1
Treble 1
B
C
D
A
GND
LED
4052
4041
4066
1029
125
1524
7812

IARU, FRR şi "bătălia" pentru banda de 7MHz

Ing. Vasile Ciobăniţa - YO3APG

Pentru informarea cititorilor în legătură cu cele prezentate în nr. 5/2001 al revistei conex club prezentăm în tabelul alăturat, planul comparativ al alocărilor de frecvenţă pentru cele 3 regiuni, în intervalul: 5.900 - 12.100kHz.

Allocation to services		
Region 1	**Region 2**	**Region 3**
5 900-5 950	**BROADCASTING***	
5 950-6 200	**BROADCASTING**	
6 200-6 525	MARITIME MOBILE	
6 525-6 685	AERONAUTICAL MOBILE (R)	
6 685-6 765	AERONAUTICAL MOBILE (OR)	
6 765-7 000	FIXED Land mobile	
7 000-7 100	AMATEUR AMATEUR-SATELITE	
7 100-7 300	**7 100-7 300**	**7 100-7 300**
BROADCASTING	AMATEUR	BROADCASTING
7 300-7 350	**BROADCASTING***	
7 350-8 100	FIXED Land mobile	
8 100-8 195	FIXED MARITIME MOBILE	
8 195-8 815	MARITIME MOBILE	
8 815-8 965	AERONAUTICAL MOBILE (R)	
8 965-9 040	AERONAUTICAL MOBILE (OR)	
9 040-9 400	FIXED	
9 400-9 500	**BROADCASTING***	
9 500-9 900	**BROADCASTING**	
9 900-9 995	FIXED	
9 995-10 003	STANDARD FREQUENCY AND TIME SIGNAL (10 000kHz)	
10 003-10 005	STANDARD FREQUENCY AND TIME SIGNAL Space research	
10 005-10 100	AERONAUTICAL MOBILE (R)	
10 100-10 150	FIXED **Amateur**	
10 150-11 175	FIXED Mobile except aeronautical mobile (R)	
11 175-11 275	AERONAUTICAL MOBILE (OR)	
11 275-11 400	AERONAUTICAL MOBILE (R)	
11 400-11 600	FIXED	
11 600-11650	**BROADCASTING***	
11 650-12 050	**BROADCASTING**	
12 050-12 100	**BROADCASTING***	

Subtilități în tehnica etajelor RF de putere

De regulă electronica montajelor de RF impune cel puțin ajustări elementare pentru punerea la punct. Nu rareori acestea, realizate fiind cu mare finețe prezintă performanțe mult sub așteptările preconizate. Motivul: -insuficienta cunoaștere teoretică a realității practice sau a unor nuanțe specifice domeniului. Acest articol vine cu intenția de a diminua această deficiență.

ing. Andrei Ciobanu,
ER1CAF
Chișinău

Sunt frecvente cazurile când deranjamentele apărute la antena de emisie sunt constatate abia după ce etajul RF final (de putere) a fost distrus.

Această distrugere poate fi cauzată atât de funcționarea în gol a amplificatorului (cablu de alimentare a antenei întrerupt sau conexiune imperfectă), cât și funcționarea pe sarcină zero (scurt în fider sau existența unor obiecte externe ce scurtcircuitează elementul activ al antenei).

Protecția etajului final

Pentru a evita distrugerea tranzistorului de putere din etajul final al emițătorului, este necesară realizarea unui circuit de protecție [1], ale cărui elemente sunt prezentate în *figura 1*.

Funcționarea circuitului

Când în colectorul tranzistorului Q1 suma tensiunilor continuă și alternativă se apropie de valoarea $0{,}8U_{CEmax}$, dioda Zener D2 intră în regim de stabilizare, tranzistorul T1 se va deschide micșorând curentul de polarizare a lui T2. Astfel, tranzistorul T2 se blochează. În acest caz se reduce amplificarea etajului realizat cu tranzistorul Q3 și implicit se va micșora tensiunea de înaltă frecvență (ÎF) din colectorul tranzistorului final (Q1).

Ajustarea circuitului: mai întâi se deconectează rezistorul R1, apoi la intrarea circuitului de protecție (R1) se aplică o tensiune continuă $0{,}8U_{CEmaxQ1}$ (pentru tranzistorul 2N4440, U_{CEmax} are valoarea de 60V). Se ajustează valoarea rezistorului R2, astfel încât tranzistorul T2 să fie blocat.

Elementele R1, R2, D1, D2, R3, T1 și C1 se amplasează în apropierea tranzistorului final, iar C2, C3, R4 și T2 - lângă tranzistorul Q3. Montajul se va efectua "în aer", drept puncte de susținere servind terminalele elementelor amplificatorului (la care acestea se conectează). Se va urmări ca lungimea terminalelor componentelor să fie cât mai scurte.

Dioda Zener D2 (PL6V8Z) sau alta similară are parametrii: U_{st} = 6,8V, $I_{st.min}$ = 3mA, $I_{st.max}$ = 45mA, R_{dif} = 28Ω; tranzistorul 2N915 poate fi înlocuit cu un tranzistor n-p-n de putere mică, având h_{21E} = 20...90, U_{CEmax} = 40V, I_{Cmax} = 100mA, f_{h21} = 250MHz.

Amplificator de putere tranzistorizat cu colectoarele conectate la masă

Este cunoscut faptul că în toate amplificatoarele cu puterea mai mare de 0,5W, tranzistorul final, și adesea prefinalul, trebuiesc instalate pe un radiator de căldură. Suprafața acestor radiatoare trebuie să fie suficientă, pentru ca tranzistoarele să nu se ambaleze termic chiar și într-o funcționare îndelungată.

Tranzistoarele care au capsula izolată de terminale, se fixează simplu pe șasiu cu ajutorul unui șurub. Dacă însă capsula tranzistorului este legată (intern) cu terminalul colectorului, între capsulă și șasiu (eventual radiator) trebuie montat un izolator.

Capacitatea creată va constitui o parte a capacității primului condensator din filtrul π. Aceasta este întru totul admisibil în benzile de joasă frecvență (JF). În benzile de înaltă frecvență, este mai bine să se utilizeze schema de conectare a tranzistoarelor, prezentată în *figura 2*. Colectoarele tranzistoarelor prefinal și final sunt conectate la șasiu, iar legătura între etaje se realizează prin intermediul bobinelor de cuplaj sau a transformatoarelor de ÎF, izolate față de masă.

Amplificatorul RF de putere (PA) din *figura 2* debitează pe sarcină (în antenă) 5...6W în banda de 10m, la un consum de până la 0,35A. În aceste condiții tensiunea de excitare pe circuitul oscilant L1C1 va fi de circa 10...12V. Curenții de repaus în tranzistoarele T1, respectiv T2, se stabilesc prin intermediul rezistoarelor R2, respectiv R5 la aproximativ 10, respectiv 40mA.

Ajustarea rezistoarelor se va efectua cu mare precauție evitându-se cuplarea la masă (șasiu) a circuitelor

bazelor deoarece acestea vor cauza deteriorarea imediată a tranzistorului. Bobinele L1, L3 și L5 conțin câte 8 spire, CuEm ø 1mm, înfășurate spiră lângă spiră, pe o carcasă cu ø 7,5mm. Bobinele de cuplaj L2 și L4 conțin câte 3-4 spire din orice fel de conductor izolat și sunt înfășurate peste bobinele circuitelor oscilante corespunzătoare. Pentru cuplajul între etaje se recomandă utilizarea transformatoarelor de ÎF cu înfășurarea primară acordată, realizate pe toruri de ferită cu permeabilitate magnetică 50...100. Numărul de spire se determină experimental. Pentru **mărirea puterii de ieșire până la 30W**, se poate adăuga încă un etaj cu un tranzistor 2N2948, construit după o schemă similară.

Tranzistorul 2N1566A este interschimbabil cu MM3001, 2SC249, KF503; tranzistorul 2N2948 cu 2SC517, iar datele de catalog pentru tranzistoarele utilizate în montaj sunt prezentate în *tabelul 1*.

Tehnici de realizare a etajelor RF de putere

În amplificatoarele tranzistorizate cuplajele parazite se manifestă simțitor mai slab, decât în cele cu tuburi, datorită impedanțelor scăzute ale circuitelor și amplificării mai modeste a etajelor. În schimb cuplajul (parazit) prin circuitul de alimentare poate fi considerabil. Etajele tranzistorizate consumă curenți relativ mari și în consecință montarea unor rezistoare de decuplare este ineficientă; această metodă conduce la reducerea randamentului global al amplificatorului.

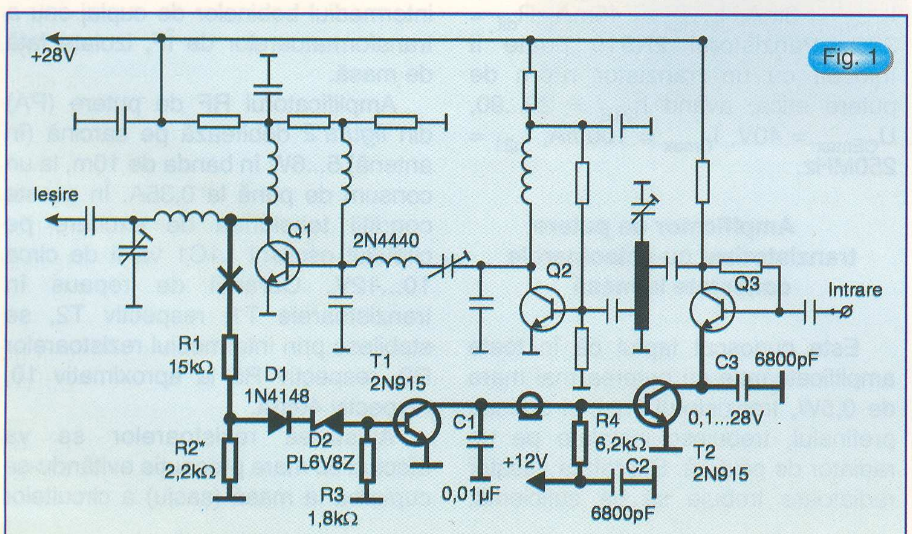


Fig. 1

În locul acestora se folosesc șocuri (drosele) de RF. Condensatoarele de decuplare trebuie montate în apropierea circuitelor de colector, astfel încât curenții de ÎF să se scurgă la masă și să nu circule prin traseele de alimentare. Este eficientă conectarea în paralel a câtorva condensatoare de decuplare cu valori diferite pentru a realiza o decuplare bună atât la ÎF, cât și la JF (uzual - 0,1μF în paralel cu 100pF). Aceste măsuri contribuie la evitarea oscilațiilor parazitare la frecvențe foarte înalte (FÎF) și JF. Este bine ca firele de alimentare să fie trecute prin "perle de ferită", care măresc inductanța și pierderile de ÎF în conductor.

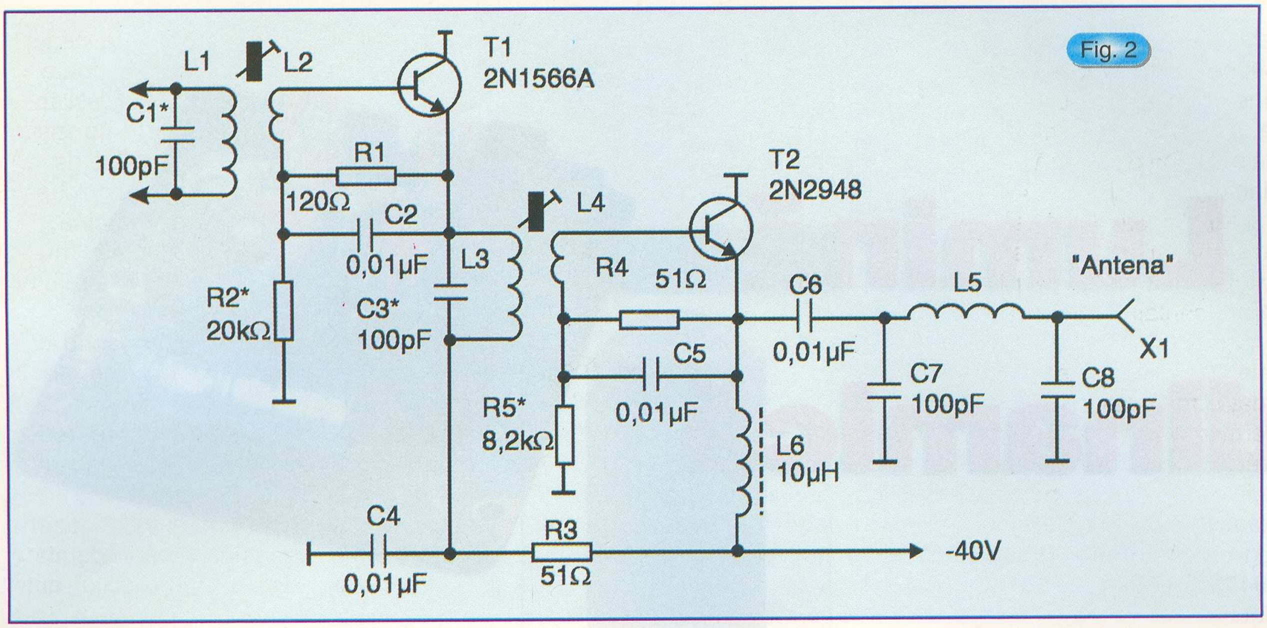
Este oportun ca etajele PA să fie dispuse în linie pe un șasiu metalic. O modalitae comodă de realizare este montajul "în aer", folosind drept puncte de susținere, terminalele tranzistoarelor de putere și cose.

În benzile de ÎF este utilă folosirea condensatoarelor de trecere (și de decuplare). De asemenea, este preferabilă utilizarea de condensatoare de înaltă calitate fără terminale, cu factorul de calitate Q ≥ 3000. Uneori poate să apară necesitatea instalării între etaje a unor pereți de ecranare. În timpul punerii la punct a PA-ului, trebuie să se urmărească permanent curenții etajului final și a etajului care se reglează, deoarece tranzistorii, spre deosebire de tuburi, nu suportă suprasarcini nici măcar de scurtă durată și în special supraîncălziri.

Este inadmisibilă conectarea amplificatorului de putere fără o sarcină artificială, sau cu antena neacordată ori neadaptată, întrucât poate cauza supratensiuni în circuitul oscilant final, și, implicit, străpungerea tranzistorului. Scurtcircuitele în circuitul de antenă sunt practic la fel de periculoase ca și funcționarea fără sarcină. Când impedanța de sarcină nu este cunoscută, excitarea etajului de putere se va face treptat, mărind nivelul la intrare și urmărind curentul etajului final și tensiunea de ÎF pe colector.

În esență reglarea se reduce la stabilirea curenților de repaus (în lipsa excitației) și acordarea tuturor circuitelor oscilante la rezonanță, după maximul puterii debitate pe antena fictivă (echivalentul antenei). După ajustare trebuie întreruptă excitarea și în acest caz ne vom convinge de lipsa oscilațiilor parazite: tensiunea de ieșire trebuie să fie egală cu zero. Și mai bună este verificarea inexistenței autooscilațiilor parazite cu ajutorul unui receptor independent, de dorit cu o gamă de acordare cât mai largă. În acest scop se deconectează alimentarea oscilatorului pilot, iar antena receptorului (o bucată de conductor izolat) se amplasează în apropierea etajelor prefinale sau a celui final, al PA de ajustat. Oscilațiile parazite se manifestă în receptor prin prezența unui zgomot puternic, fluierături sau zgomot de fond.

Actualmente tranzistoarele de putere de FÎF sunt ușor accesibile. În benzile de US acestea oferă o amplificare mare, ceea ce reduce numărul total de etaje ale PA. Dar odată cu aceasta crește pericolul autopscilației etajelor pe frecvențe ultraînalte (UÎF) și FÎF. În acest caz, se constată că segmentele de linii de transmisiune devin circuite oscilante, create de traseele (firele) de montaj, aplicate terminalelor tranzistorului (se vor folosi, pentru montaj, fire cu secțiune mare). Uneori autooscilațiile de FÎF se manifestă doar în timpul apăsării cheii (manipulatorului), sau în timpul vorbirii în fața microfonului, când tranzistorul este deschis de semnalul util. Oscilațiile parazite de FÎF pot reduce puternic randamentul etajului, poate distorsiona semnalul util și chiar să distrugă tranzistorul. Autooscilațiile se înlătură prin schimbarea configurației montajului și scurtarea traseelor terminalelor



tranzistorului. Prezența autooscilațiilor parazite ale amplificatorului poate fi mai ușor constatată cu ajutorul unui analizor de spectru.

Când schema de realizare a PA-ului este în contratimp, [3], se va urmări, de asemenea, ca firele de conexiune să fie de secțiune mare, cât mai scurte (inductanță mică) și egale ca dimensiuni (asigurarea simetriei). O mare atenție trebuie acordată și regimului termic de funcționare: în acest sens, nu se recomandă utilizarea unor scheme simpliste. Se va avea în vedere și faptul că tranzistoarele de FÎF sunt "extrem de sensibile" la electricitatea statică.

Pentru depistarea autooscilației este util și un simplu grid-dip-metru (aparat pentru măsurarea lungimii de undă), care permite identificarea etajului respectiv și determinarea aproximativă a frecvenței la care s-a produs autooscilația. Același grid-dip-metru înlesnește acordul circuitelor acordate, ale emițătorului pe frecvențele de lucru. Grid-dip-metrul conține un circuit oscilant paralel, compus dintr-un condensator variabil (cu capacitatea de 100...200pF) și din bobine de inductanță demontabile. La circuitul oscilant se conectează un simplu detector, realizat cu o diodă cu contact punctiform, de mică putere. Drept indicator poate servi un instrument de măsură, conectat ca voltmetru, pe scala cea mai sensibilă.

Este interesant de remarcat că producerea de oscilații și amplificarea în putere a semnalelor de RF se poate face cu dispozitive active care funcționează în regim de comutație. Dar aceasta constituie subiectul unei alte tratări.

Modulația parazită

Este un al fenomen nedorit care adesea își lasă amprenta în funcționarea etajelor RF de putere. Astfel, datorită influenței mai multor factori, **amplitudinea și faza semnalelor amplificate prezintă fluctuații continue** în jurul unor valori medii. Una din **CAUZE** o constituie pulsațiile tensiunii surselor de alimentare (în acest caz se vorbește de așa numitul "**brum**"). La etajele echipate cu tranzistoare, **profunzimea** modulației de amplitudine parazite care apare din această cauză depinde de **regimul de lucru**. Dacă etajul lucrează în regim subexcitat, atunci cel mai mare **grad de modulație parazită** îl produc pulsațiile tensiunii de polarizare (a bazei). În cazul funcționării în regim supraexcitat, o mai mare importanță o au pulsațiile tensiunii de colector (emitor, în cazul montajului cu colectorii la masă).

Reducerea modulației parazite se obține cu ajutorul filtrelor de netezire conectate la ieșirea surselor de alimentare și chiar prin **folosirea unor reacții negative**.

Reacția

În cazul utilizării **reacției** în amplificatoare, **problema fundamentală** este, (iarăși), prevenirea apariției autooscilațiilor. Acestea apar ca urmare a **defazajelor** introduse de circuite, care **variază în banda de lucru** și care cresc în cazul unui **acord imperfect**. De aceea, odată cu creșterea frecvenței la PA de US și cu atât mai mult la cele de UUS, vor apărea în bucla de reacție defazaje suplimentare, ca urmare a vitezei limitate de propagare a semnallui de RF prin lanțul de amplificare al emițătorului și prin calea relativ lungă de reacție.

Defazaje importante pot apărea la frecvențele inferioare ale benzii de lucru, în unele circuite de excitație ale amplificatorului, ca urmare a unei impedanțe mici de intrare, atunci când **capacitatea condensatorului de cuplaj** cu circuitul acordat dintre etaje **este insuficientă**.

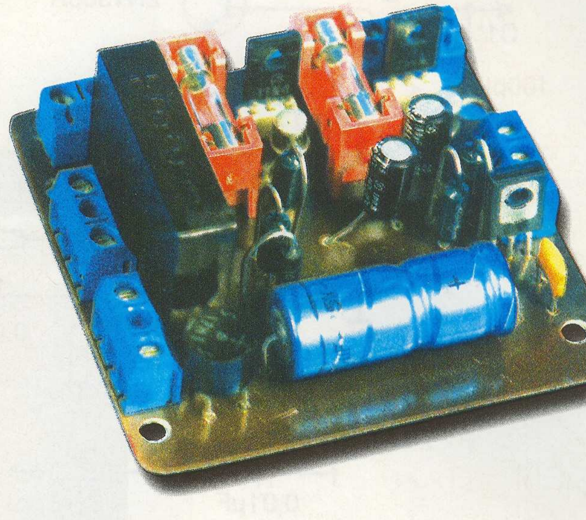
Bibliografie

[1] Ivancenko, Iu. (UB5EFN) - Zașita okonecinogo kaskada, Revista Radio URSS, nr.6/1984, pag. 24.

[2] Poliakov, V., T. - Radioliubiteleam o tehnike priamogo preobrazovania, Editura "Patriot", Moscova, 1990, pag.201-204.

[3] Red, E., T. - Arbeitshbuch für den HF-Techniker, Franzis-Verlag GmbH, München, 1986.

Lumină dinamică



Aramă Done Filip
Brașov

Am intitulat astfel montajul prezentat, deoarece acesta are numai două canale de ieșire (având doi timpi de comutație), față de luminile dinamice cu trei, patru sau zece canale. Deși inferior luminilor dinamice complexe, montajul este frecvent utilizat atât în aplicații utilitare (semnalizatoare, avertizoare), cât și de divertisment (în disco-baruri, în parcuri de distracții sau la reclamele luminoase).

Schema de principiu (*figura 1*) se compune din trei părți distincte:

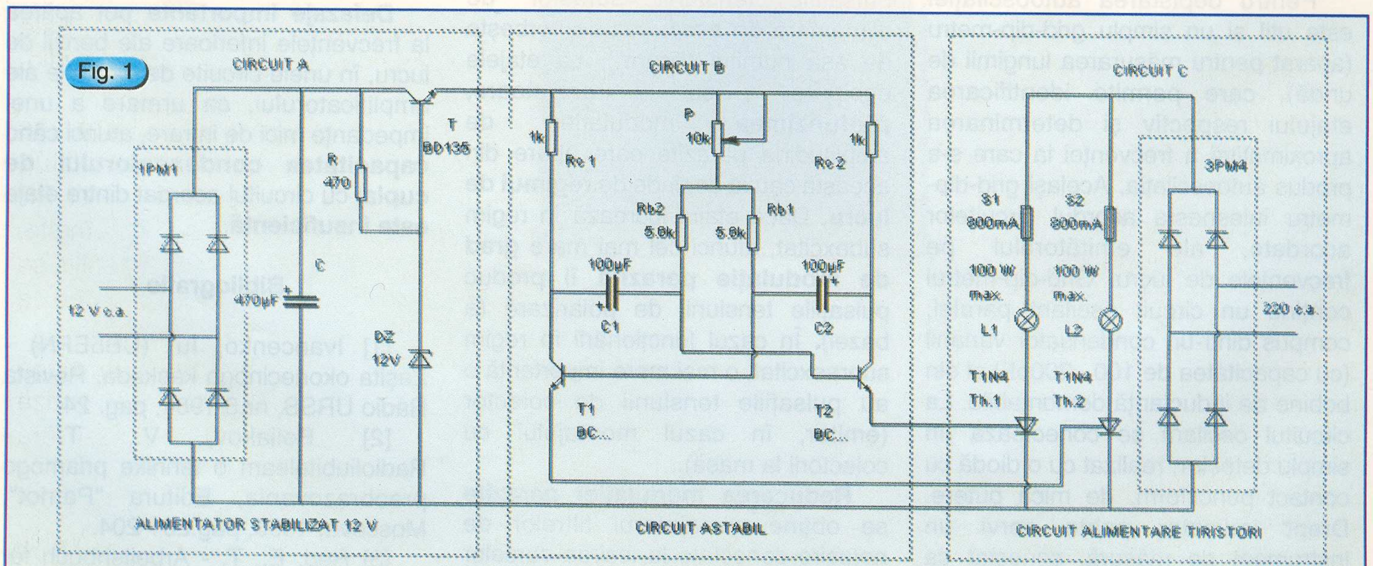
- circuitul A, alimentator stabilizat 12V;
- circuitul B, circuit basculant astabil;
- circuitul C, circuit alimentare tiristori.

Alimentatorul stabilizat

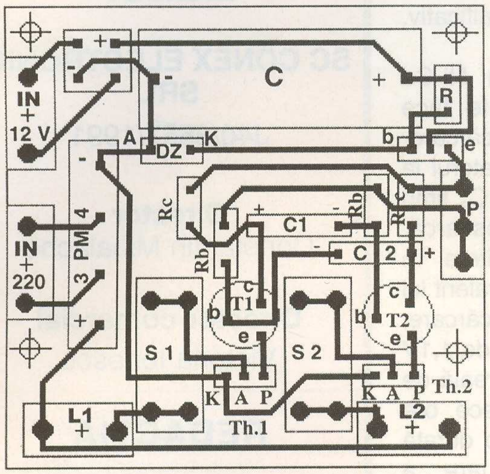
Practic se poate renunța la acesta, în cazul în care se dispune de o sursă de tensiune constantă. Totuși am optat pentru această variantă, întrucât astfel montajul se poate alimenta de la orice tensiune alternativă cuprinsă între 10 și 18V, fără a afecta funcționarea astabilului. De fapt, în mod real se obține la ieșirea din stabilizator o tensiune de aproximativ 11,3V, datorită căderii de tensiune pe joncțiunea tranzistorului T (BD135).

Circuitul astabil

Este utilizată clasica schemă a unui CBA (circuit basculant astabil), având facilitatea reglării frecvenței cu ajutorul potențiometrului P. Potențiometrul fiind



Schema de principiu



Schema cablajului imprimat
Scara 1:1
(Vedere dinspre partea placată)

înseriat cu rezistențele R_{b1} și R_{b2}, mărește sau micșorează constanta de timp dată de grupurile R_{b1}-C_2, respectiv R_{b2}-C_1. Tranzistoarele pot fi de orice tip din seria BC: BC107, BC108, BC170, BC171, BC237, BC238 etc. Rezistențele de sarcină R_{c1} și R_{c2} au și rolul de a limita curentul injectat pe porțile tiristoarelor.

Ic = Ipk = aprox. 11mA

Circuitul de alimentare al tiristoarelor

Poate fi numit și circuitul de putere, acesta realizând comanda propriu-zisă a becurilor de 220V. Se vor utiliza becuri de max. 100W, pentru a asigura tiristoarelor o viață lungă. Desigur, se pot folosi și becuri de puteri mai mari, dar în acest caz se recomandă construirea unui modul de putere separat, având tirisotare care să suporte curenți mai mari, și o punte redresoare pe măsura sarcinii utilizate. Ba mai mult, se impun deja măsuri suplimentare de securitate (*Atenție la tensiunile periculoase!*) atât pentru utilizator, cât și pentru tiristoare. Siguranțele S1 și S2 nu vor fi mai mari de 0,7...0,8 din valaorea curentului maxim suportat de tiristor. Rolul punții redresoare este acela de a dubla practic numărul alternanțelor pozitive prin sarcină (bec); în lipsa punții s-ar obține o tensiune redresată pulsatorie (datorată conducției într-un singur sens a tiristorului) ceea ce ar conduce la înjumătățirea puterii becurilor. *Atenție! Nu încercați să filtrați tensiunea redresată!* În primul rând s-ar obține o tensiune continuă de aproximativ 311V, conform formulei:

Umax. = Uef./0,707 = 220/0,707 = 311V

Și, în al doilea rând, tiristoarele vor rămâne mereu în conducție, deoarece tiristorul se stinge (se blochează) la trecerea teniunii de alimentare prin zero.

În *figura 2* este prezentată **schema cablajului imprimat**, văzută dinspre partea placată, la scara de 1:1.

Urmare din pagina 24

Rezistențele R22, R23, R17, R18, R19 nu apar pe desenul de echipare, apărând ca necesare în schema electrică ulterior proiectării cablajului. Ele se pot monta pe spatele cablajului sau chiar pe față, direct pe pinii circuitelor integrate nemontate pe soclu. Menționez necesitatea montării pe socluri adecvate a circuitelor integrate IC3 și IC5.

Toate interconectările se realizează cu barete tip Angat și cabluri panglică nu mai lungi de 25cm, excepție făcând ieșirile audio din TDA1524A, care se realizează obligatoriu cu cablu ecranat. Pe intrările audio se plantează mufe tip RCA de cablaj.

La punerea sub tensiune a modulului, toate ieșirile "analogice" ale microprocesorului SAA1251 prezintă impulsuri cu factor de umplere 1/2, tensiunea continuă derivată fiind însă reglabilă funcție de pozițiile cursoarelor potențiometrilor P1, ..., P4. Este vorba de o personalizare a procesorului audio, setabilă după gust.

În această situație (după alimentare) se acționează potențiometrele semireglabile multitur, regăsind la fiecare nouă acționare a comenzii PP nivelele prestabilite pentru reglajele balans, înalte, joase. Regăsirea reglajului de volum prestabilit se realizează la fiecare repunere sub tensiune a procesorului.

În cazul echipării în varianta maximală, se va alege un transformator de rețea 220Vac/2 x 12Vav (cu priză mediană) capabil să lucreze 24 de ore din 24 fără încălzire apreciabilă.

Încheiere

Adresez mulțumirile mele Domnului Adrian Vatcu pentru contribuțiile esențiale în fazele de concepție și de proiectare în realizarea aceste lucrări.

Urmare din pagina 5

(în Ah) după cinci ore de descărcare cu un curent de $0,2C_5A$, pînă la atingerea unei tensiuni pe fiecare element acumulator a unei tensiuni-limită inferioare. Pentru Ni-Cd această tensiune este de 1,1V. Se presupune că acumulatorul era încărcat în prealabil cu un curent de $0,1C_5$ timp de 14 ore.

De exemplu, un acumulator Ni-Cd de

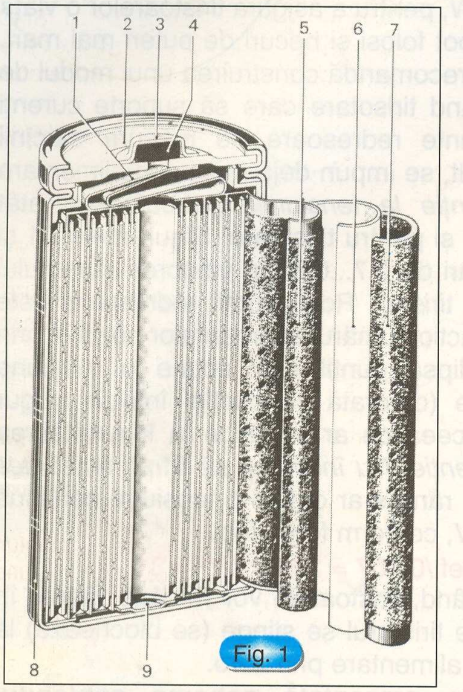


Fig. 1

Secțiune printr-un element acumulator Ni-Cd, produs de firma franceză SAFT:
1 - terminal pentru conectarea polului pozitiv;
2 - capac;
3 - polul pozitiv accesibil în exterior;
4 - supapă de siguranță cu autosigilare;
5 - electrodul pozitiv;
6 - separator poros;
7 - electrodul negativ;
8 - carcasa elementului;
9 - conexiune pentru polul negativ.

format R6/AA, cu o capacitate nominală de 0,5Ah, are C_5 de 0,5Ah, un curent echivalent lui $0,2C_5$ reprezintă 100mA, iar cel corespunzător lui $0,1C_5$ este de 50mA. Descărcând un astfel de acumulator cu un curent constant de 100mA, după cinci ore tensiunea pe element scade la 1,1V, dacă el fusese încărcat inițial cu un curent de 50mA timp de 14 ore. Descărcând același element cu un curent de 0,5A, echivalent lui C_5, durata descărcării este de o oră, iar pentru 2,5A, echivalent lui $5C_5$, durata descărcării este de 20 minute. În general rata de descărcare maximă este de $10C_5$. Desigur, valorile mai mari decât C_5 solicită intens acumulatorul, reducând viața acestuia. Toate aceste valori sunt date la temperatura de +20°C a mediului ambiant. Pentru alte temperaturi și condiții de încărcare - descărcare, caracteristicile pot varia semnificativ, după cum vom vedea.

Pentru acumulatoarele cu Ni-Cd verificarea capacității se poate face printr-un ciclu "standard" de încărcare-descărcare: se încarcă acumulatorul la un curent constant, egal cu $0,1C_5$ timp de 14 ore și apoi se descarcă, consumând 10% din capacitate în fiecare oră, adică curentul echivalent lui $0,1C_5$. Numărul de ore de descărcare, până la atingerea unei tensiuni de 1,1V pe element, arată capacitatea reală de care dispune acumulatorul: zece ore indică o capacitate completă, o durată mai mică indică o diminuare a capacității; dacă durata este mai mică de 7-8 ore, capacitatea este sub 70-80% și se poate considera că acumulatorul este la sfârșitul vieții sale.

Acumulatoarele cu Ni-Cd (*figura 1*) sunt realizate cu electrozi sinterizați și capsulate etanș în forme și gabarite asemănătoare elementelor galvanice primare obișnuite: R6 (AA, CEI KR15/51), R14 (C, CEI KR 27/50), R20 (D, CEI KR 35/62). Tensiunea nominală pe element este de 1,2V, tensiunea maximă în cursul încărcării poate atinge 1,8V, iar tensiunea de la care un element Ni-Cd se consideră descărcat este de 1,1V. Caracteristica obișnuită de descărcare a unui acumulator Ni-Cd este cea din *figura 2*.

Continuare în numărul viitor

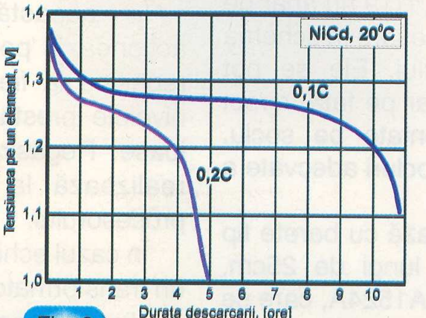


Fig. 2

Caracteristica uzuală de descărcare pentru un acumulator Ni-Cd. Se poate remarca relativa linearitate a tensiunii pe element pe durata descărcării. Sunt indicate curbele pentru curenți de descărcare de $0,1C_5$ și $0,2C_5$, la temperatura de +20°C.

conex club

Editor

SC CONEX ELECTRONIC SRL

J40/8557/1991

Director
Constantin Mihalache

Director comercial
Victoria Ionescu

REDACȚIA

Redactor șef
Ilie Mihăescu

Redactor
George Pintilie

Grafică și Tehnoredactare
Traian Mândrea
Claudia Sandu

Secretariat
Claudia Sandu
Gilda Ștefan

Revista Conex Club face parte din categoria Publicațiilor Culturale conform deciziei 1972 din 25 octombrie 1999 a Ministerului Culturii.

Adresa redacției

Str. Maica Domnului, nr. 48, sector 2, București

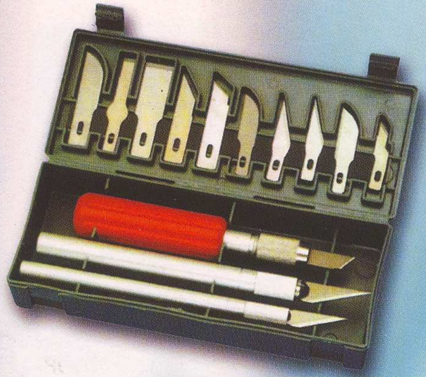
Tel.: 242.22.06
Fax: 242.09.79
E-mail:conexel@isp.acorp.ro

Tiparul
Imprimeriile Media Pro
București

ISSN 1454 - 7708



SET CUTTER
VTK 1
Cod 1663
96 000 lei



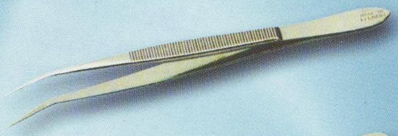
TRUSĂ CUTTER
Cod 14201
238 000 lei



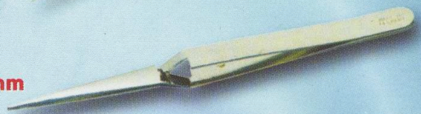
PENSETĂ PZ1 - 120mm
Cod 14209
47 000 lei



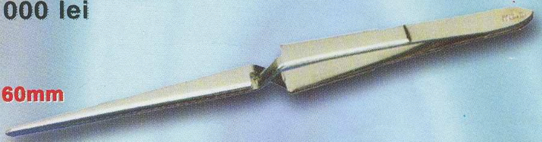
SET CUTTER
VTK 2
Cod 7395
110 000 lei



PENSETĂ PZ2 - 120mm
Cod 14212
59 000 lei



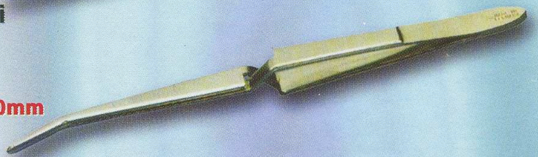
PENSETĂ PZ3 - 120mm
Cod 14215
107 000 lei



PENSETĂ PZ4 - 160mm
Cod 14216
169 000 lei



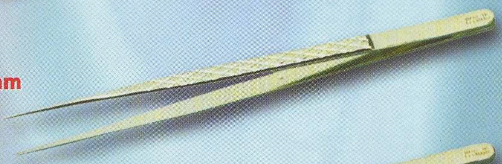
CUTTER METALIC
VTK 4
Cod 8769
61 000 lei



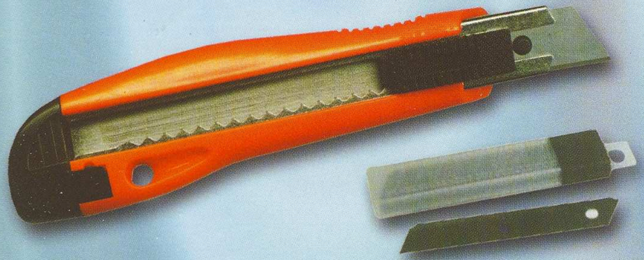
PENSETĂ PZ5 - 160mm
Cod 14217
184 000 lei



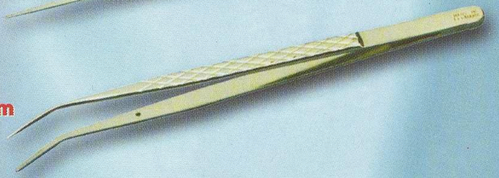
PENSETĂ PZ6 - 160mm
Cod 14219
192 000 lei



PENSETĂ PZ7 - 160mm
Cod 14220
58 000 lei



CUTTER VTK 5
Cod 8768
30 000 lei



PENSETĂ PZ8 - 160mm
Cod 14222
88 000 lei



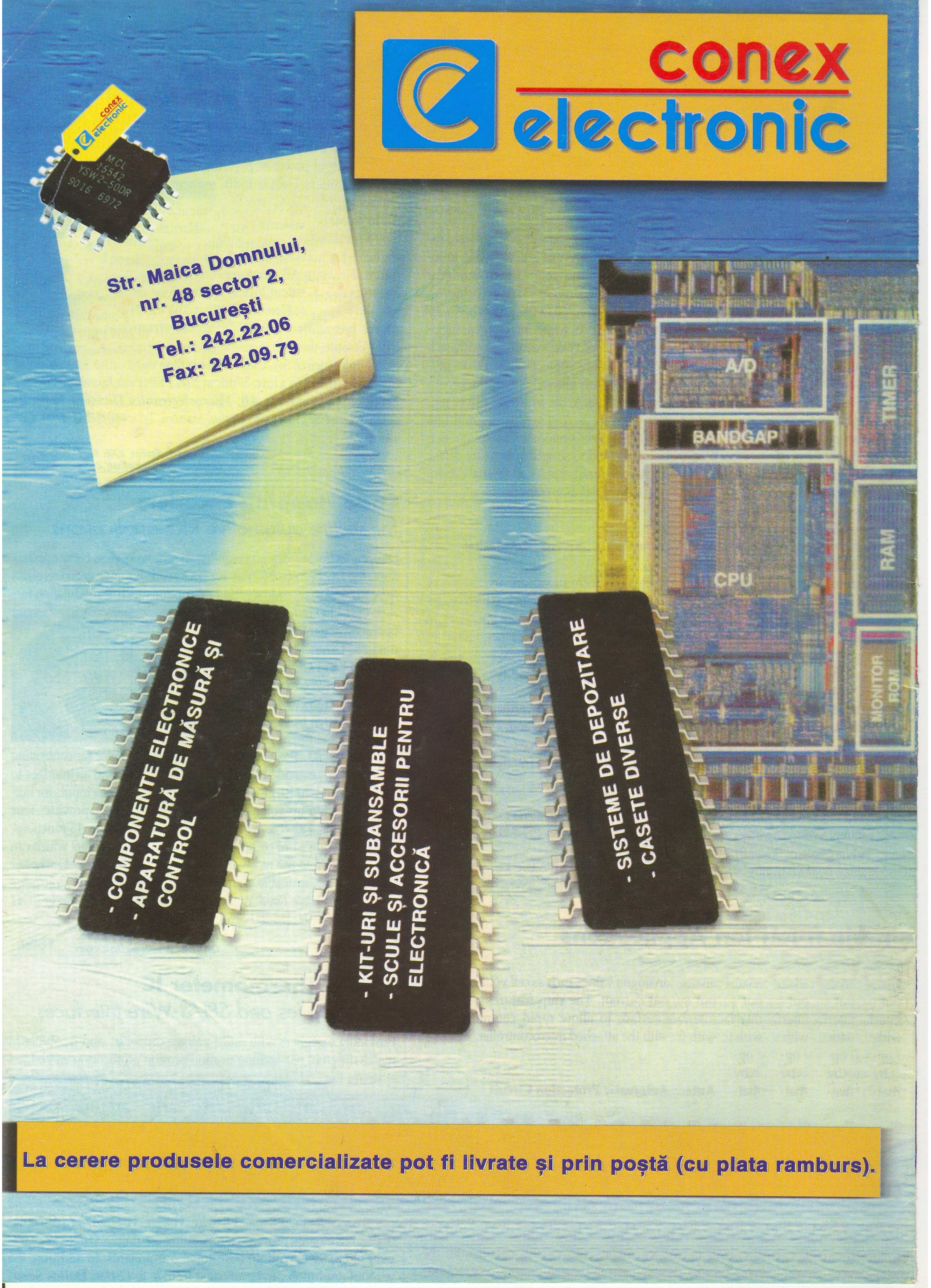
FIERĂSTRĂU
Cod 09
29 000 lei



FIERĂSTRĂU
Cod 10
67 000 lei



FIERĂSTRĂU
Cod 13
139 000 lei


conex
electronic
Str. Maica Domnului,
nr. 48 sector 2,
Bucureşti
Tel.: 242.22.06
Fax: 242.09.79
A/D
BANDGAP
TIMER
CPU
RAM
MONITOR ROM
- COMPONENTE ELECTRONICE
- APARATURĂ DE MĂSURĂ ŞI CONTROL
- KIT-URI ŞI SUBANSAMBLE
- SCULE ŞI ACCESORII PENTRU ELECTRONICĂ
- SISTEME DE DEPOZITARE
- CASETE DIVERSE
La cerere produsele comercializate pot fi livrate şi prin poştă (cu plata ramburs).